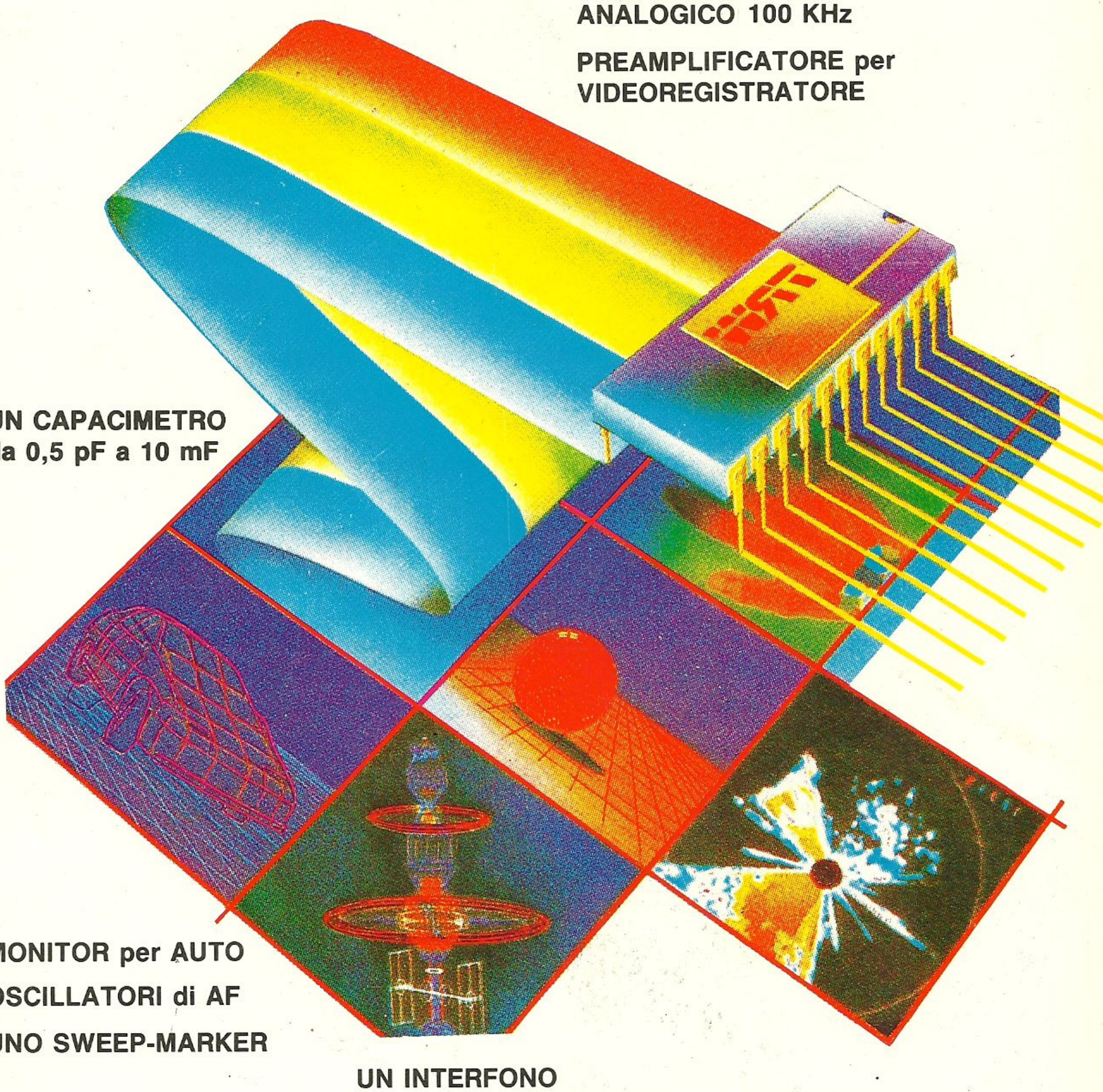
NUOVA ELETTRONICA

Anno 18 - n. 111-112

RIVISTA MENSILE
7/8-86 Sped. Abb. Postale Gr. 3°/70

UN FREQUENZIMETRO ANALOGICO 100 KHz

PREAMPLIFICATORE per VIDEOREGISTRATORE



UN CAPACIMETRO da 0,5 pF a 10 mF

MONITOR per AUTO

OSCILLATORI di AF

UNO SWEEP-MARKER

UN INTERFONO da 2 a 10 canali

L. 3.500

Direzione Editoriale
NUOVA ELETTRONICA
Via Cracovia, 19 - BOLOGNA
Telefono (051) 46.11.09

Stabilimento Stampa
ROTOOFFSET
ELLEBI
FUNO - (BO)

Distribuzione Italia
PARRINI e C s.r.l.
Roma - Piazza Indipendenza, 11/B
Tel. 06/4940841

Ufficio Pubblicità
MEDIATRON
Via Boccaccio, 43 - Milano
Tel. 02/46.93.953

Direttore Generale
Montuschi Giuseppe

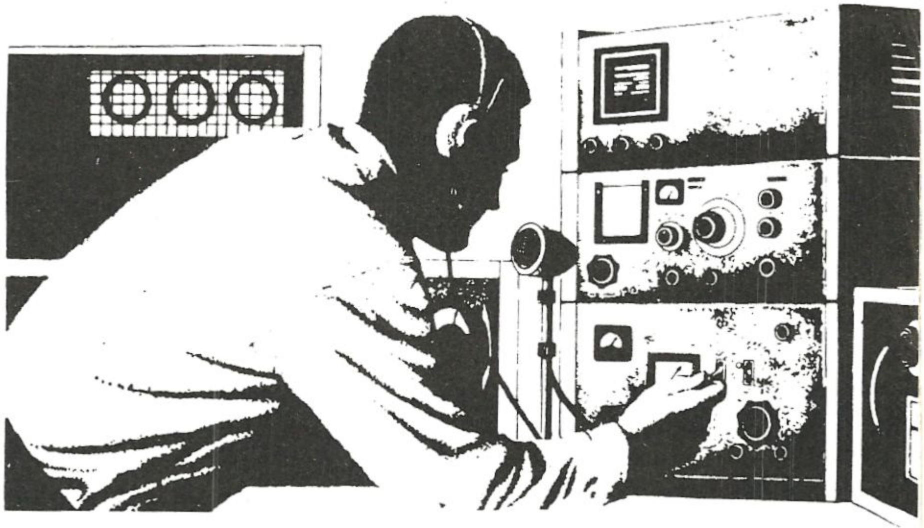
Direttore Responsabile
Brini Romano

Autorizzazione
Trib. Civile di Bologna
n. 5056 del 21/2/83

NUOVA ELETTRONICA

ABBONAMENTI
Italia 12 numeri L. 35.000
Estero 12 numeri L. 55.000

Numero singolo L. 3.500
Arretrati L. 3.500



RIVISTA MENSILE
N. 111/112 - 1986
ANNO XVIII
NOVEMBRE
DICEMBRE

SOMMARIO

COLLABORAZIONE

Alla rivista Nuova Elettronica possono collaborare tutti i lettori.
Gli articoli tecnici riguardanti progetti realizzati dovranno essere accompagnati possibilmente con foto in bianco e nero (formato cartolina) e da un disegno (anche a matita) dello schema elettrico.
L'articolo verrà pubblicato sotto la responsabilità dell'autore, pertanto egli si dovrà impegnare a rispondere ai quesiti di quei lettori che realizzato il progetto, non saranno riusciti ad ottenere i risultati descritti.
Gli articoli verranno ricompensati a pubblicazione avvenuta. Fotografie, disegni ed articoli, anche se non pubblicati non verranno restituiti.

È VIETATO

I circuiti descritti su questa Rivista, sono in parte soggetti a brevetto, quindi pur essendo permessa la realizzazione di quanto pubblicato per uso dilettantistico, ne è proibita la realizzazione a carattere commerciale ed industriale.

Associato all'USPI
(Unione stampa periodica italiana)

Quando nel nostro laboratorio giungono dei montaggi da riparare e i tecnici scoprono che il lettore vi ha inserito delle capacità errate, noi della redazione ne ascoltiamo involontariamente i commenti:
«Questo lettore ha messo in parallelo alla bobina L1 un condensatore da 470.000 picofarad anzichè da 47 picofarad e poi si lamenta perchè il circuito non funziona». «Ma come avrà fatto?».
«Semplice: ha visto sul condensatore la sigla .47 e non sa che va letta 0,47 microfarad».

Criticare, si sa, è facile, eppure anche i nostri tecnici se non disponessero in laboratorio di un «capacimetro», non sempre riuscirebbero a dicifrare l'esatta capacità dei diversi condensatori.

Senza questo strumento, infatti, è facile incorrere in errore, per cui di sovente accade che le stesse capacità di condensatori ceramici già saldati sui prototipi, quindi non più misurabili al «capacimetro», vengano lette con uno ZERO in più o in meno.

ma se proviene dal Giappone, oppure da Taiwan, dalla Corea, o da Hong-Kong, la sua capacità è di soli **39 picofarad**.

Infatti in tali paesi l'ultima cifra serve ad indicare quanti ZERI occorre conteggiare dopo i due primi NUMERI, perciò:

390 = 39 con 0 ZERI = 39 pF
391 = 39 con 1 ZERO = 390 pF
392 = 39 con 2 ZERI = 3.900 pF
393 = 39 con 3 ZERI = 39.000 pF
394 = 39 con 4 ZERI = 390.000 pF

Quindi un condensatore siglato 100 può essere da 100 pF, ma potrebbe benissimo essere anche da 10 pF e non meravigliamoci quindi se un condensatore con sopra riportato il numero 39 è in realtà da 3,9 picofarad.

Ora provate ad interpretare le capacità reali dei condensatori così siglati:

47K - 4K7 - n47 - 1M - 1n2 - 01 - p8 - .0001 - 89

Consideriamo il primo condensatore siglato **47K**;

UN CAPACIMETRO

Così quando un tecnico riporta nel proprio elenco componenti C1 = 39 pF ed un altro, sempre per lo stesso progetto riporta C1 = 390 pF, uno dei due è evidentemente in errore.

Come già saprete, per garantire al lettore il perfetto funzionamento di ogni nostro progetto, ne facciamo montare una decina di campioni richiedendo a ciascun tecnico una scheda con le note delle difficoltà incontrate e l'elenco dei componenti utilizzati.

Quando facciamo osservare che abbiamo trovato per C1 «due diversi valori» e che perciò c'è un errore, questi ci rispondono:
«Lo facciamo di proposito, per vedere se controllate tutte le liste prima di passarle alla stampa».

Ma è una scusa, perchè sappiamo benissimo che in questo labirinto di codici dove non esiste alcuna precisa regola di siglatura, l'errore, anche se involontario, è possibile.

Se andate dal vostro negoziante e chiedete un condensatore da 390 pF e questi ve lo vende per tale (ed infatti sopra c'è proprio scritto 390), non ci dovrebbe essere alcun dubbio, cioè la sua capacità dovrebbe risultare proprio da 390 pF.

Invece potrebbe anche non essere così.

Se questo condensatore è stato prodotto in Europa, la sua capacità è effettivamente di 390 pF,

molti di voi leggeranno 47.000 picofarad ed infatti molte industrie europee lo utilizzano in sostituzione del «nanofarad».

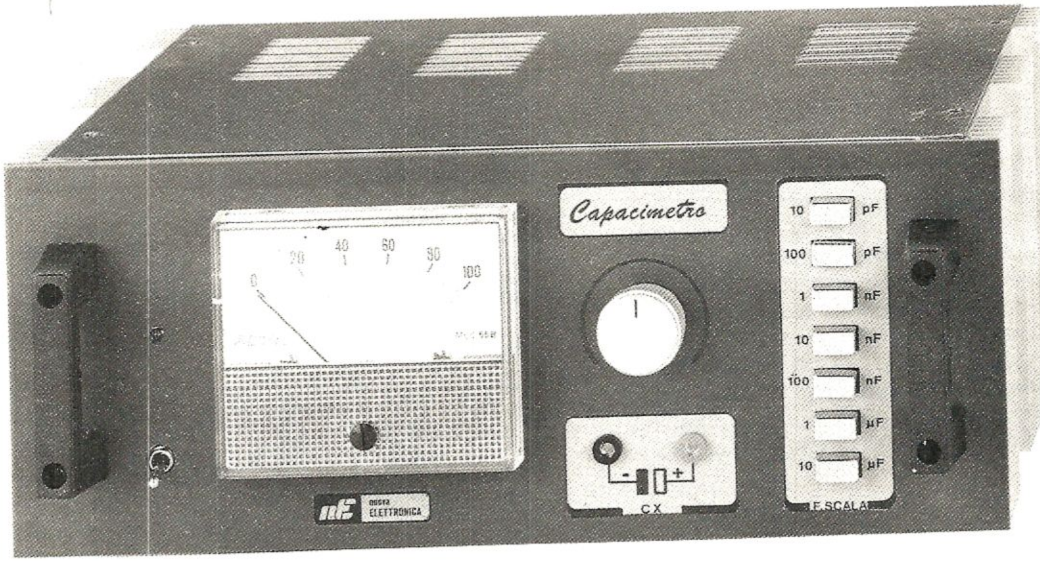
Non tutte le Case costruttrici seguono questa regola, anzi ve ne sono molte in cui il K che segue il numero viene utilizzato per indicare la «tolleranza» ed altre ancora, per indicare che il condensatore è di tipo KERAMIC, cioè CERAMICO.

Perciò questo condensatore siglato 47K può benissimo risultare da 47.000 picofarad oppure da 47 picofarad.

Così, il secondo condensatore della lista, indicato **4K7**, dovrebbe essere da **4.700 pF**, in quanto il K collocato tra i due numeri precisa che questo valore va moltiplicato × 1.000, perciò 4,7 × 1.000 = 4.700 pF, ma questo K potrebbe anche essere utilizzato per indicare che il condensatore è di tipo ceramico (Keramic) ed in questo caso l'esatta capacità risulterebbe di 4,7 pF ceramico.

La terza capacità indicata **n47** potrebbe essere letta da qualcuno 47 picofarad, altri, sapendo che **n** significa «nanofarad», potrebbero leggere «nanofarad 47», cioè 47.000 pF (il nanofarad moltiplica × 1.000), ma entrambe le supposizioni sono errate.

Una capacità preceduta da una **n** va letta **0,nanofarad**, quindi questo condensatore risulta



ANALOGICO

Se volete misurare qualsiasi capacità da un minimo di 0,5 picofarad ad un massimo di 10 microfarad, questo è lo strumento che vi permetterà di farlo. Con il «tester» che vi proponiamo non sarà più un problema stabilire l'esatta capacità di tutti i condensatori che portano stampigliati sul proprio involucro dei valori non sempre decifrabili.

in pratica da 0,47 nanofarad, vale a dire:

0,47 × 1.000 = 470 picofarad

Quindi n10 - n39 - n22 sono dei condensatori da 100 - 390 - 220 picofarad.

Prendiamo ora in considerazione la quarta capacità indicata **1M**; ebbene, molti considerano questa M sinonimo di Microfarad, invece questa lettera serve solo ad indicare la tolleranza del condensatore.

Infatti la tolleranza viene riportata dopo il valore della capacità con una di queste tre lettere:

M = per indicare una tolleranza del 20%
K = per indicare una tolleranza del 10%
J = per indicare una tolleranza del 5%

Quindi 1M potrebbe risultare una capacità da 1 picofarad, ma anche da 1 microfarad (caso questo più comune), con tolleranza del 20%, pertanto se abbiamo due condensatori di identiche dimensioni, uno da 1 pF 500 volt ed uno da 1 mF 63 volt, con sopra stampigliato 1M, non sapremo mai, se non li misuriamo, se la loro capacità risulta da 1 picofarad o da 1 microfarad.

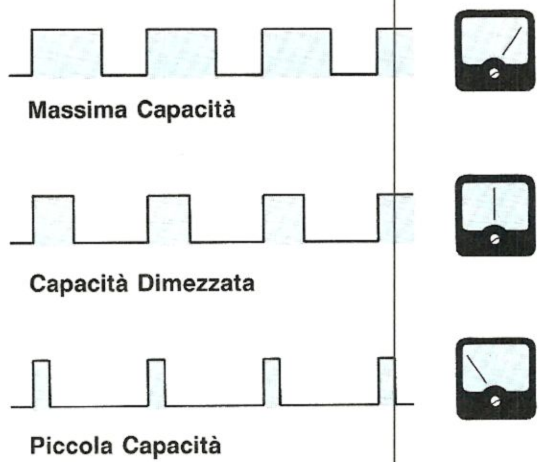
La quinta capacità da noi indicata **1n2**, risulta di più semplice decifrazione, in quanto la «n» posta tra i due numeri funge da VIRGOLA e la «n» da nanofarad, per cui avremo 1,2 nanofarad pari a 1.200 picofarad.

Un altro valore impresso sui condensatori che induce spesso in errore è il quinto, siglato **01**.

Molti leggeranno 0,1 microfarad, invece il suo esatto valore è di 0,01 microfarad, vale a dire 10.000 picofarad.

Normalmente prima dello 0 dovrebbe essere ri-

Fig. 1 La misura della capacità in tale capacimetro non si ottiene controllando una frequenza, bensí controllando la «larghezza» dell'impulso positivo fornito in uscita da IC2-B. Una capacità massima, tale da portare la lancetta al fondo scala, ci darà un impulso «largo», una capacità dimezzata, un impulso largo la metà e una capacità piú piccola, un impulso piú stretto, come visibile in disegno.



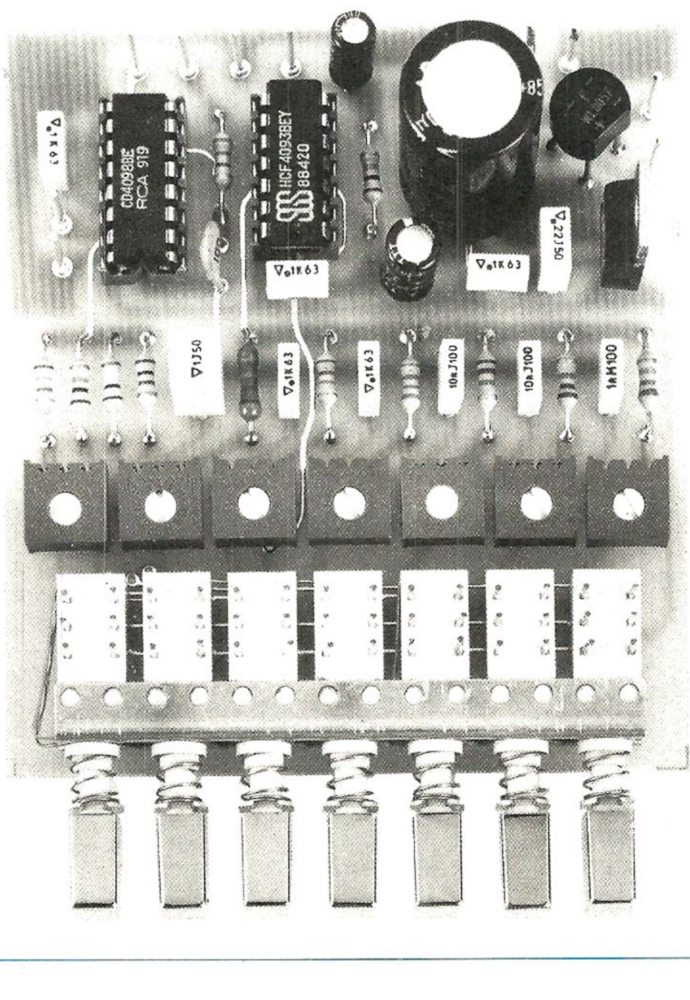


Fig. 2 Foto ingrandita del capacimetro, che permette di individuare chiaramente la disposizione dei vari componenti impiegati.

portato un «punto», cioè **.01**, ma a volte questo punto è assente.

Prendiamo ora in considerazione la settima capacità **p8**; siamo certi che la maggior parte di voi leggeranno **picofarad 8**,invece l'esatta capacità di questo condensatore è di **0,8 picofarad**, questo perchè la **p** che precede il NUMERO, va letta **0,picofarad**, mentre se inserita tra due numeri, serve da **virgola**.

Pertanto, 8p2 - 5p6 - 1p5 sono dei condensatori da 8,2 - 5,6 - 1,5 picofarad.

L'ottava capacità indicata **.0001** dovrebbe risultare di immediata decifrazione, in quanto il «punto» che precede gli zeri indica che l'esatta capacità è pari a **0,0001 microfarad**, pertanto se desideriamo conoscere l'esatta capacità in «picofarad» dovremmo moltiplicare per 1.000.000:

0,0001 × 1.000.000 = 100 picofarad

E qui ci chiediamo: «Ma non sarebbe più semplice scrivere subito **100** ?».

In realtà si incontrano ancora molti condensatori siglati .00022 - .00047 e questo può facilmente indurre in errore, perchè con tutti quegli «zeri» si potrebbe leggere 2.200 - 4.700 picofarad, anzichè 220 - 470 picofarad.

Per l'ultima capacità indicata **89** non dovrebbe esserci alcun dubbio, non essendoci nè **n**, nè **p**, nè **K** che precedono o seguono il numero, quindi si tratta di un condensatore da 89 picofarad.

Purtroppo non è vero, anche se sull'involucro, è scritto 89, questa capacità può essere soltanto da 68 picofarad.

Infatti le capacità standard sono le seguenti:

1,0	**10**	**100**	**1.000**	**10.000**	**100.000**
1,2	**12**	**120**	**1.200**	**12.000**	**120.000**
1,5	**15**	**150**	**1.500**	**15.000**	**150.000**
1,8	**18**	**180**	**1.800**	**18.000**	**180.000**
2,2	**22**	**220**	**2.200**	**22.000**	**220.000**
2,7	**27**	**270**	**2.700**	**27.000**	**270.000**
3,3	**33**	**330**	**3.300**	**33.000**	**330.000**
3,9	**39**	**390**	**3.900**	**39.000**	**390.000**
4,7	**47**	**470**	**4.700**	**47.000**	**470.000**
5,6	**56**	**560**	**5.600**	**56.000**	**560.000**
6,8	**68**	**680**	**6.800**	**68.000**	**680.000**
8,2	**82**	**820**	**8.200**	**82.000**	**820.000**

pertanto, se il numero che compare sul condensatore non è compreso nella precedente tabella, andrà letto girando il condensatore dal lato opposto.

Nel caso dei condensatori ceramici a tubetto, l'interpretazione è anche più complicata, perchè anche se si utilizzano fasce di colore identico al codice delle resistenze, a volte ne troviamo 3, a volte 4, a volte 5.

Nei condensatori con 5 fasce, la PRIMA FASCIA dovrebbe venire utilizzata per indicare il coefficien-

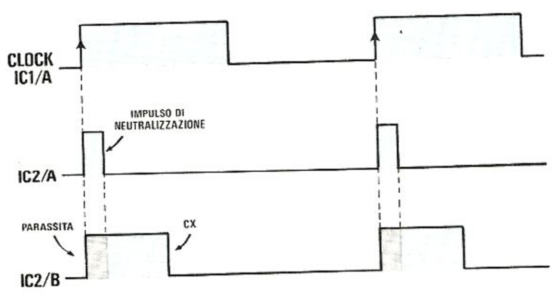


Fig. 3 In tutti i capacimetri sussiste il problema di come riuscire a «neutralizzare» tutte le capacità parassite. Nel nostro circuito il monostabile siglato IC2-A, viene sfruttato per generare un impulso la cui larghezza corrisponde esattamente al valore di capacità che dovremo sottrarre.

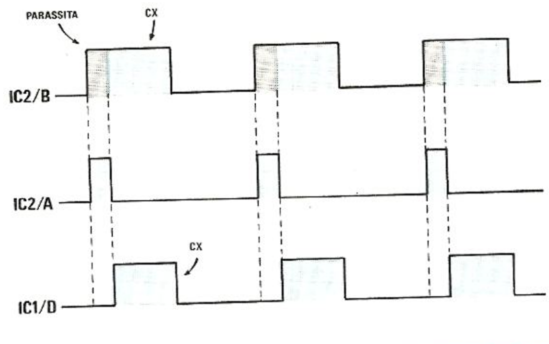


Fig. 4 In pratica, sapendo che l'impulso generato da IC2-B è uguale alla somma della capacità del condensatore in prova + la capacità parassita, l'impulso generato da IC2-A sottratto da tale somma, ci permetterà di ottenere sull'uscita di IC1-D la reale capacità del condensatore che misureremo.

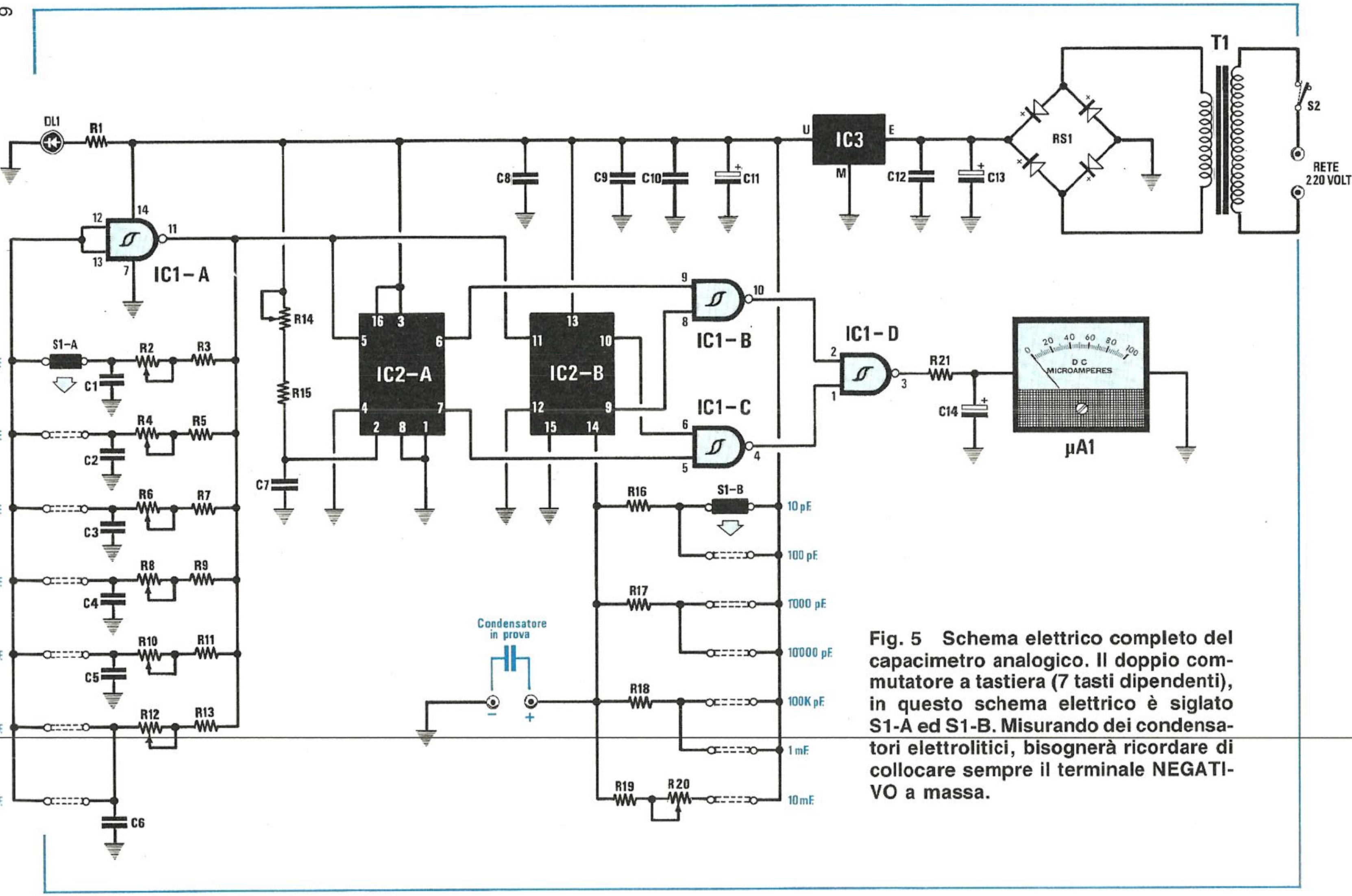


Fig. 5 Schema elettrico completo del capacimetro analogico. Il doppio commutatore a tastiera (7 tasti dipendenti), in questo schema elettrico è siglato S1-A ed S1-B. Misurando dei condensatori elettrolitici, bisognerà ricordare di collocare sempre il terminale NEGATIVO a massa.

ELENCO COMPONENTI LX.807

R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 47.000 ohm trimmer
R3 = 68.000 ohm 1/4 watt
R4 = 47.000 ohm trimmer
R5 = 68.000 ohm 1/4 watt
R6 = 47.000 ohm trimmer
R7 = 68.000 ohm 1/4 watt
R8 = 47.000 ohm trimmer
R9 = 33.000 ohm 1/4 watt
R10 = 47.000 ohm trimmer
R11 = 22.000 ohm 1/4 watt
R12 = 47.000 ohm trimmer
R13 = 15.000 ohm 1/4 watt
R14 = 1 megaohm pot. lin.
R15 = 3.300 ohm 1/4 watt
R16 = 1 megaohm 1/4 watt
R17 = 100.000 ohm 1/4 watt
R18 = 10.000 ohm 1/4 watt
R19 = 680 ohm 1/4 watt
R20 = 1.000 ohm trimmer
R21 = 10.000 ohm 1/4 watt
C1 = 1.000 pF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 10.000 pF poliestere
C4 = 100.000 pF poliestere
C5 = 100.000 pF poliestere
C6 = 1 mF poliestere
C7 = 100 pF a disco
C8 = 100.000 pF poliestere
C9 = 100.000 pF poliestere
C10 = 100.000 pF poliestere
C11 = 47 mF elettr. 25 volt
C12 = 220.000 pF poliestere
C13 = 1.000 mF elettr. 35 volt
C14 = 22 mF elettr. 25 volt
DL1 = diodi led
IC1 = CD.4039
IC2 = CD.4098
IC3 = uA.7812
RS1 = ponte raddrizz. 100 volt 1 amper
T1 = trasformatore prim. 220 volt
sec. 15 volt 0,5 amper (n. TN01.22)
uA1 = strumento da 100 microamper
S1 = commutatore 7 tasti dip.
S2 = interruttore

te di temperatura e l'ULTIMA FASCIA per la tolleranza.

Poichè talvolta viene omesso il COEFFICIENTE DI TEMPERATURA, in presenza di un condensatore con QUATTRO fasce di colore, non si sa mai se occorre escludere la PRIMA FASCIA o considerarla come primo numero della capacità.

Per risolvere tutti questi «dubbi» esiste un'unica soluzione e cioè inserire i terminali del condensatore di cui non si riesce a decifrare la capacità, in un «capacimetro» e leggerne il valore.

Se ancora non possedete un capacimetro, oggi ve ne presentiamo uno «analogico», cioè provvisto di un normale strumento con scala tarata da 0 a 100; così facendo, la lettura risulterà molto semplificata, dato che in funzione della portata prescelta occorrerà solo aggiungere o togliere degli ZERI rispetto al numero presente nella scala graduata.

Lo portate a nostra disposizione sono SETTE:

1 portata	**10 pF**	**fondo scala**
2 portata	**100 pF**	**fondo scala**
3 portata	**1.000 pF**	**fondo scala**
4 portata	**10.000 pF**	**fondo scala**
5 portata	**100.000 pF**	**fondo scala**
6 portata	**1 mF**	**fondo scala**
7 portata	**10 mF**	**fondo scala**

Perciò con questo capacimetro sarà possibile controllare tutte le capacità, partendo da un minimo di **0,5 picofarad**, fino a raggiungere un massimo di 10 microfarad.

Pertanto questo strumento ci sarà utile per controllare i piccoli condensatori ceramici, i condensatori al poliestere ed anche gli elettrolitici che non superino i 10 mF.

SCHEMA ELETTRICO

Per misurare la capacità di un condensatore esistono molti circuiti, ma in tutti il condensatore viene collegato ad un oscillatore e la misura della sua capacità si effettua misurando la frequenza che se ne ricava.

Nello strumento che ora vi presentiamo tale misura viene eseguita utilizzando invece due MONOSTABILI contenuti all'interno di un integrato C/MOS tipo CD.4098.

Di questi due monostabili, quello che esegue la reale misura della capacità «sconosciuta» è in pratica IC2/B, mentre l'altro, siglato IC2/A, lo sfruttiamo per neutralizzare le capacità parassite.

Sull'uscita del monostabile IC2/B non otteniamo, come in qualsiasi altro capacimetro, una frequenza che varia al variare della capacità, ma degli impulsi la cui larghezza (vedi fig. 1) risulterà proporzionale al valore della capacità sconosciuta.

Maggiore risulterà la capacità di questo condensatore, più «largo» risulterà l'impulso in uscita.

Questo impulso viene poi applicato ad un semplice integratore a resistenza/capacità (vedi R21 e C14 in fig. 5), e dalla sua uscita si ricaverà una tensione continua di valore proporzionale alla larghezza dell'impulso.

Applicando questa tensione ad uno strumentino, potremo leggere direttamente sulla scala l'esatto valore della capacità.

La difficoltà maggiore che si incontra nel progettare un qualsiasi capacimetro, è quella di riuscire a neutralizzare tutte le « capacità residue», dovute ai fili delle connessioni con le boccole di ingresso e alle piste del circuito stampato, che non ci permetterebbero di misurare condensatori di piccola capacità.

Anche se il valore totale di queste capacità parassite risultasse modesto, ad esempio 8-9 pF, sommato ad un condensatore da 5 pF o 6 pF, determinerebbe un «errore» troppo grande.

Per evitare tale errore, abbiamo completato questo schema con un circuito supplementare composto dal monostabile siglato IC2/A e dalle tre porte NAND IC3/B, IC3/C, IC3/D, in grado di sottrarre alla capacità misurata qualsiasi «capacità residua».

Se nel nostro circuito risultasse presente una «capacità residua» di **11 picofarad**, è ovvio che collegando alle boccole di misura un condensatore da 39 pF, sull'uscita di IC2/B (piedino 10), otterremmo degli impulsi positivi (vedi fig. 3), la cui «larghezza» risulterebbe proporzionale al valore del condensatore inserito, più il valore della capacità parassita, cioè 39 + 11 = 50 pF.

Infatti se togliessimo il condensatore da 39 pF, scopriremmo che sul piedino 10 di IC2-B, contrariamente a quanto dovrebbe verificarsi, risulterebbero ancora presenti degli impulsi positivi molto stretti (vedi fig. 3), che rappresenterebbero l'errore di lettura del nostro circuito, cioè gli **11 picofarad parassiti**.

Per ottenere in uscita un impulso di larghezza pari all'esatto valore della capacità del condensatore, sarebbe sufficiente «sottrarre» alla capacità totale la capacità parassita.

Come già accennato, in tale capacimetro questa funzione viene svolta dal primo monostabile siglato IC2/A e dai nand IC1/B - IC1/C - IC1/D.

In pratica il monostabile IC2/A lo utilizziamo per generare un impulso che possiamo allargare o restringere agendo sul potenziometro R14, in modo da raggiungere il valore della capacità parassita da «neutralizzare».

Poichè il secondo monostabile IC2/B sappiamo già che **sommerà** alla capacità del condensatore sconosciuto, anche le capacità parassite del circuito, con l'aiuto dei nand IC1/B - IC1/C - IC1/D «sottrarremo» alla larghezza dell'impulso «totale» fornito da IC2/B, l'impulso generato dal IC2/A; pertanto, sull'uscita di IC1/D avremo un impulso la cui larghezza corrisponderà esattamente al valore della capacità sconosciuta.

Per neutralizzare questa «capacità parassita» si dovrà semplicemente ruotare il potenziometro R14 fino a portare la lancetta dello strumento esattamente sullo ZERO, senza aver ovviamente collegato alle boccole d'ingresso il condensatore da misurare.

Ovviamente qualcuno si chiederà come sia possibile stabilire l'esatto valore della capacità parassita da neutralizzare e si preoccuperà anche di come fare per non «toglierne» più del richiesto.

A questo abbiamo già pensato noi, proprio perchè in fase di collaudo, in un primo schema leggermente diverso da quello che ora vi proponiamo, ci siamo trovati a dover risolvere questo delicato problema.

Come noterete, nel ruotare il potenziometro R14, la lancetta dello strumento, che potrebbe per la presenza di capacità parassite indicare 10-11 o più picofarad, viene portata facilmente sullo 0.

Ruotando in eccesso tale potenziometro, la lancetta dello strumento anzichè deviare «sotto» allo ZERO, determinando così un errore, torna nuovamente a «salire», indicandoci che stiamo «esagerando» nel valore di capacità da «sottrarre».

Pertanto, una volta portata la lancetta sullo 0, avremo la totale certezza di aver neutralizzato l'esatta capacità parassita del circuito.

Spiegata la funzione svolta da IC2/A e IC2/B e dai NAND IC1/B, IC1/C, IC1/D, possiamo ora completare la descrizione dello schema elettrico riportato in fig. 5, iniziando dal Nand siglato IC1/A, che abbiamo ignorato fino a questo momento.

Questo nand ci è indispensabile per ottenere la frequenza di clock necessaria per il funzionamento dei due monostabili IC2/A e IC2/B. Tramite il commutatore a slitta siglato S1/A a 7 posizioni possiamo collegare ai due terminali d'ingresso 12-13 di questo nand, una delle sei capacità presenti nel circuito (vedi C1-C2-C3-C4-C5-C6).

In funzione della capacità inserita e del valore della resistenza e del trimmer di taratura (vedi R2-R4-R6-R8-R10-R12), si otterrà in uscita una frequenza pari al valore riportato in tabella.

Portata	Frequenza Minima	Frequenza Massima
10 pF	9.000 Hz	13.000 Hz
100 pF	900 Hz	1.600 Hz
1.000 pF	900 Hz	1.600 Hz
10.000 pF	150 Hz	380 Hz
100.000 pF	120 Hz	300 Hz
1 uF	75 Hz	15 Hz

Questa frequenza ad onda quadra, come si vede nello schema elettrico, viene applicata sui piedini d'ingresso 5 e 11 dei due monostabili IC2/A e IC2/B.

Ogniqualvolta l'onda quadra passerà dal livello logico 0 al livello logico 1, si otterrà l'innesco di questi due monostabili ed in uscita, come già sappiamo, per IC2/B, un impulso di larghezza variabile proporzionale al valore del condensatore **Cx** da misurare e per IC2/A un impulso proporzionale al valore del condensatore C7 e delle due resistenze R15 e R14.

Il potenziometro R14 collegato al piedino 2 di IC2/A, ci permetterà, come già sappiamo, di azzerare la lancetta dello strumento e di ottenere delle misure precise anche con condensatori di piccola capacità, cioè 1-3-5 pF.

Poichè per ogni «portata» applichiamo sul piedino 11 una diversa frequenza (quella generata dal nand IC1/A), così da ottenere in uscita da IC2/B un impulso di larghezza proporzionale alla frequenza di clock e al valore della capacità CX, dovremo collegare il piedino 14 al positivo di alimentazione con una resistenza di adeguato valore ohmmico (vedi R16-R17-R18-R19-R20).

A questo provvede il secondo settore del commutatore a slitta siglato S1/B.

Sull'uscita del nand IC1/D, avremo un impulso con già «sottratta» la capacità residua, che verrà «integrato» dalla resistenza R21 e dal condensatore C14 e quindi applicato allo strumentino a lancetta da 100 microamper fondo scala.

Come strumento di misura potremo utilizzare anche un normale «tester», commutandolo sulla portata 100 microamper CC.

Per concludere rimane il solo stadio di alimentazione che, come visibile in fig. 5, è costituito da un trasformatore con un secondario in grado di erogare 15 volt 0,5 amper, più un ponte raddrizzatore e un integrato stabilizzatore uA.7812 (vedi IC3), che fornisce la tensione stabilizzata a 12 volt necessaria a tutto il circuito.

REALIZZAZIONE PRATICA

Come si vede in fig. 7, tutti i componenti troveranno posto sul circuito stampato a doppia faccia con fori metallizzati siglato LX.807.

Potrete iniziare il montaggio inserendo nella posizione prefissata il commutatore a slitta, pressandolo con forza sulla base del circuito stampato, perchè, se dovesse riamanere inclinato, avrete poi difficoltà a farlo entrare nelle asole presenti sul pannello frontale del mobile.

Dopo averne saldati tutti i terminali, potrete inserire tutte le resistenze e i trimmer di precisione, dopodichè potrete saldare i piedini dei due zoccoli degli integrati.

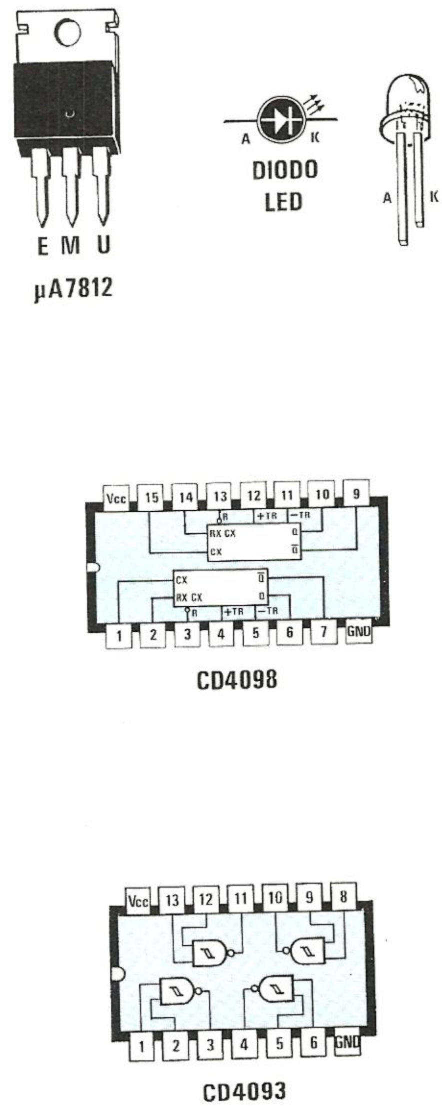


Fig. 6 Disposizione dei teminali sull'integrato stabilizzatore uA. 7812 e sul diodo led. Piú in basso, quella dei due integrati CD.4098 e CD.4093 visti da sopra, con la tacca di riferimento posta sul lato sinistro del corpo.

A questo punto montate il condensatore ceramico C7 e tutti i condensatori al poliestere e, perchè non incorriate in errore, vi indichiamo qui di seguito le sigle che troverete incise sul corpo dei diversi condensatori in funzione della loro capacità:

1.000 pF = 1n
10.000 pF = 10n - .01
100.000 pF = .1
220.000 pF = .22
1 mF = 1

Per quanto riguarda i condensatori elettrolitici, dovrete fare attenzione ad inserire il terminale positivo nel foro indicato con un +.

Il ponte raddrizzatore, come saprete, dispone di quattro terminali, due dei quali, indicati con il segno di «alternata», andranno collegati alle due piste che fanno capo all'ingresso del secondario del trasformatore di alimentazione T1, gli altri due, indicati con i segni - e +, alle relative piste che riportano questi segni.

L'integrato stabilizzatore IC3, come vedesi anche nel disegno dello schema pratico, andrà inserito nel circuito stampato con la piccola aletta metallica rivolta verso l'esterno.

Per terminare il montaggio, dovrete inserire nei due zoccoli i due integrati CD.4098 e CD.4093, cercando di non confondere le due sigle e rivolgendo la «tacca» di riferimento presente su entrambi, verso il commutatore a slitta.

Per maggior chiarezza, specifichiamo che il CD.4098 va inserito nello zoccolo di sinistra collocato accanto al condensatore C8, mentre il CD.4093, nello zoccolo che si trova in prossimità del grosso condensatore elettrolitico da 1.000 mF (vedi C13).

MONTAGGIO ENTRO AL MOBILE

Nel mobile da noi predisposto, il circuito andrà collocato in posizione verticale e a tale scopo sulla squadretta a L presente al suo interno, dovrete fissare il circuito stampato, tenendolo distanziato quanto basta perchè nessun terminale posto sul retro del circuito stampato, entri in contatto con il metallo di questa squadretta.

Prima di stringere le viti di fissaggio dovrete controllare, appoggiando la squadretta sul piano del mobile, se tutte le manopole rettangolari della pulsantiera entrano senza attrito nelle asole del pannello frontale.

I fori presenti su tale squadretta sono di diametro leggermente maggiore rispetto al diametro delle viti, così da poter correggere piccoli spostamenti in verticale del circuito stampato.

Sul pannello frontale del mobile fisserete lo strumentino da 100 microamper, le due boccole d'ingresso per la misura delle capacità e l'interruttore di rete, il diodo led spia ed il potenziometro di azzeramento R14.

Sul piano del mobile, come vedesi nella foto, dovrete fissare il trasformatore di alimentazione, collegando il primario alla presa di rete ed il secondario ai due terminali d'ingresso del ponte raddrizzatore.

Con spezzoni di filo isolato in plastica collegherete i terminali presenti sul circuito stampato con il diodo led ed il potenziometro e con due **fili rigidi**, tenuti distanziati di circa 1 centimetro per ridurre le capacità parassite, collegherete i due terminali CX con le due boccole d'ingresso.

TARATURA

Per ogni singola portata è presente un trimmer di precisione che, anche se più costoso rispetto ad un normale trimmer, è il solo che consenta di tarare in modo perfetto la portata selezionata.

Ovviamente per tarare questo strumento vi occorrono anche delle «capacità campione», che ci siamo fatti selezionare dalle Case Costruttrici in modo che non superino una tolleranza del 5%.

Anche se sull'involucro di tali condensatori troverete una sigla che indica una tolleranza più elevata, cioè del 10% o 20%, non prendetela in considerazione, perchè, come ci è stato spiegato, quando in fase di controllo uno di questi condensatori presenta una tolleranza del 5%, viene messo in disparte per noi.

Poichè non sempre è possibile reperire condensatori con la tolleranza e le capacità richieste, cioè **10 - 100 - 1.000 - 10.000 - 100.000 pF** e **1 mF - 5 mF**, non ritenete un nostro «errore» trovare nel kit un condensatore da 8 pF anzichè da 10 pF, o da 680 pF, anzichè da 1.000 pF, importante in questi casi è disporre di un condensatore che assicuri una adeguata precisione.

In questi casi anzichè tarare il trimmer in modo che la lancetta raggiunga il fondo scala, la tarerete su **8 pF**, oppure su **680** o **820 pF**.

Acceso il capacimetro, premete subito il pulsante 10 pF fondo scala e, così facendo, constaterete che la lancetta dello strumento, anche senza condensatore inserito, non rimane sullo «0», ma si sposta verso destra indicando la presenza di una capacità parassita.

A questo punto dovrete ruotare il potenziometro di «azzeramento» R14, in modo da portare la lancetta sullo «0» e solo successivamente potrete inserire nelle due boccole d'ingresso la capacità da 10 pF campione (oppure da 8 picofarad).

Per collegare il condensatore alle due boccole,

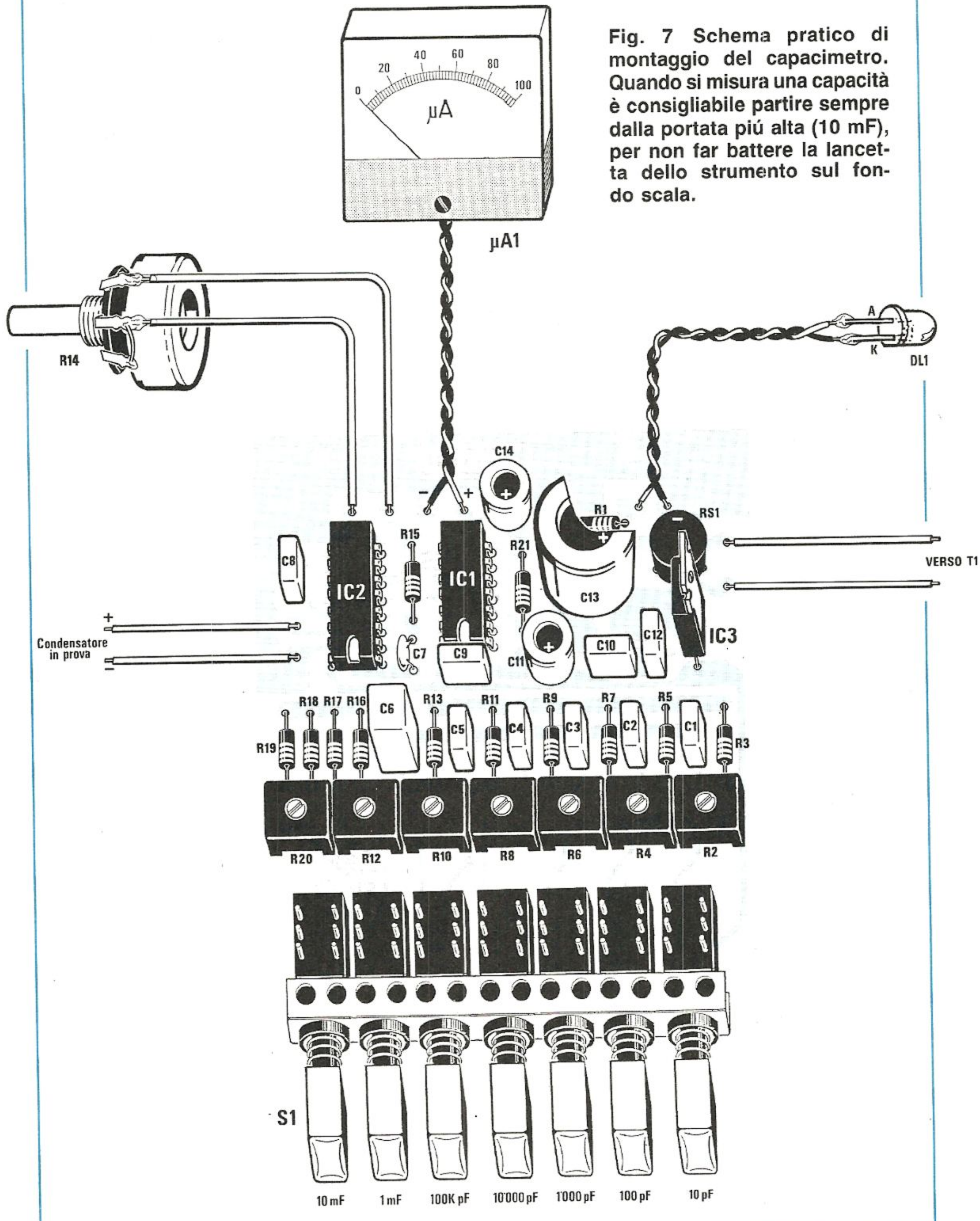


Fig. 7 Schema pratico di montaggio del capacimetro. Quando si misura una capacità è consigliabile partire sempre dalla portata piú alta (10 mF), per non far battere la lancetta dello strumento sul fondo scala.

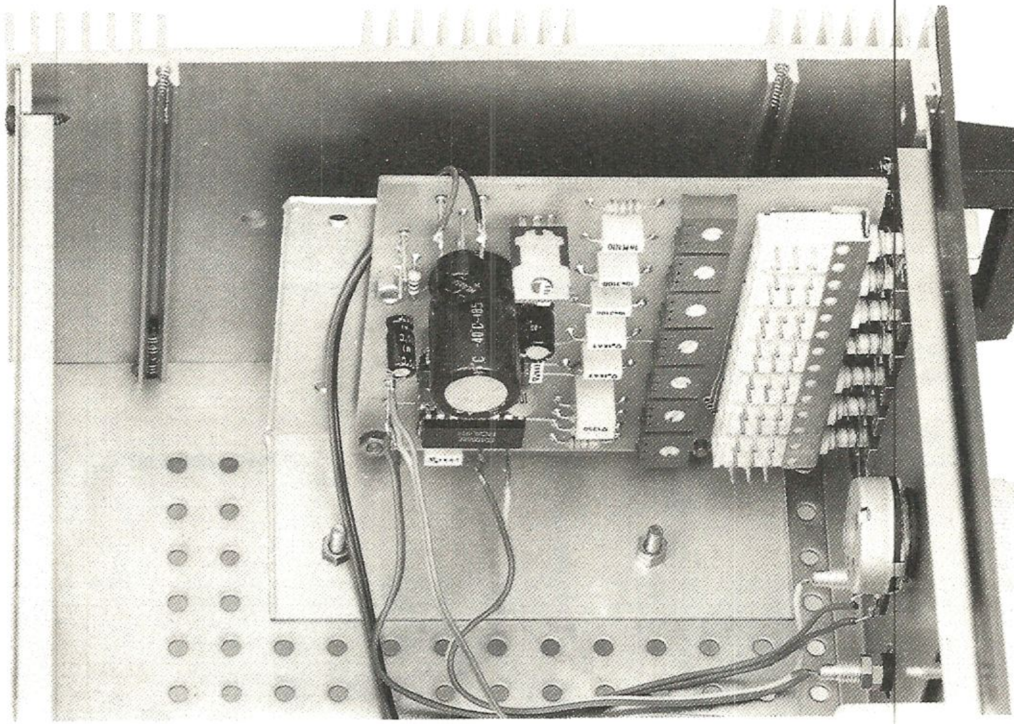


Fig. 8 Il circuito stampato verrà fissato in posizione verticale nell'interno del mo bile e a tale scopo in quest'ultimo è presente un'aletta di alluminio ripiegata a L. Ovviamente il circuito dovrà risultare distanziato dal piano dell'aletta, per non mettere in cortocircuito le piste sottostanti dello stampato.

utilizzate due banane complete di due corti spezzoni di filo flessibile, alle cui estremità avrete precedentemente applicato due piccoli coccodrilli.

Infatti bisogna tener presente che non tutti i condensatori hanno i terminali lunghi, qualcuno li possiede cortissimi, altri molto ravvicinati o rigidi, quindi occorre un sistema «pratico» per pinzare qualsiasi tipo di terminale.

Inserito il condensatore campione, dovrete tarare il trimmer R2 fino a portare la lancetta dello strumento sul fondo scala, se la capacità richiesta è di 10 pF, oppure sugli 8 pF, se la capacità utilizzata ha tale valore.

La scala dello strumento è graduata da **0** a **100**, per cui sulla prima portata dovrete togliere uno zero, cioè dividere **x 10**.

Solo la seconda portata corrisponde a quanto riportato sulla scala, cioè a **100 picofarad**, mentre sulla terza portata dovrete **moltiplicare** ovviamente **x 10**, sulla quarta portata **x 100**, sulla quinta **x 1.000**, ecc.

Tarata la prima portata, togliete il condensatore da 10 pF, poi premete il pulsante «100 pF fondo scala» e controllate se anche per tale portata occorre ritoccare il potenziometro di «azzeramento».

Portata la lancetta sullo «0», inserite la capacità da 100 picofarad e tarate il trimmer R4 fino a portare la lancetta sul fondo scala, o sul valore di capacità inserita, nel caso il condensatore campione risultasse da 82 pF.

Come avrete già intuito, per ogni portata si dovrà ripetere la stessa operazione.

Per l'ultima portata dei 10 microfarad fondo scala, nel kit potrete trovare un solo condensatore da 6,8 microfarad, oppure cinque condensatori da 1 microfarad, che dovrete logicamente porre in parallelo per ottenere una capacità da 5 microfarad.

Per vostra maggiore comodità, nella seguente tabella indichiamo quali trimmer occorre tarare per le sette portate:

R2 portata 10 pF
R4 portata 100 pF
R6 portata 1.000 pF
R8 portata 10.000 pF
R10 portata 100.000 pF
R12 portata 1 microfarad
R20 portata 10 microfarad

Ultimata la taratura dei trimmer, il capacimetro è già pronto per svolgere la sua funzione e qui vogliamo subito precisare che uno strumento a lancetta andrà sempre tarato guardandolo di fronte, perchè ponendosi leggermente di lato, è facile «vedere» una tacca in più o in meno per errore di parallasse.

Per trascorsa esperienza, sappiamo anche che c'è sempre quel lettore che preleva dal cassetto dei condensatori che ritiene «precisi», poi tara il suo capacimetro con questi e, così facendo, non si ritrova mai con capacità esatte.

C'è stato anche il caso di chi, misurando condensatori elettrolitici, non ha rispettato la polarità sempre indicata sui pannelli, ottenendo così valori errati e chi, pur rispettando la polarità, ci ha contestato la precisione di lettura, perchè ha riscontrato sui condensatori elettrolitici delle **tolleranze superiori al 50%.**

Purtroppo nei condensatori elettrolitici questa

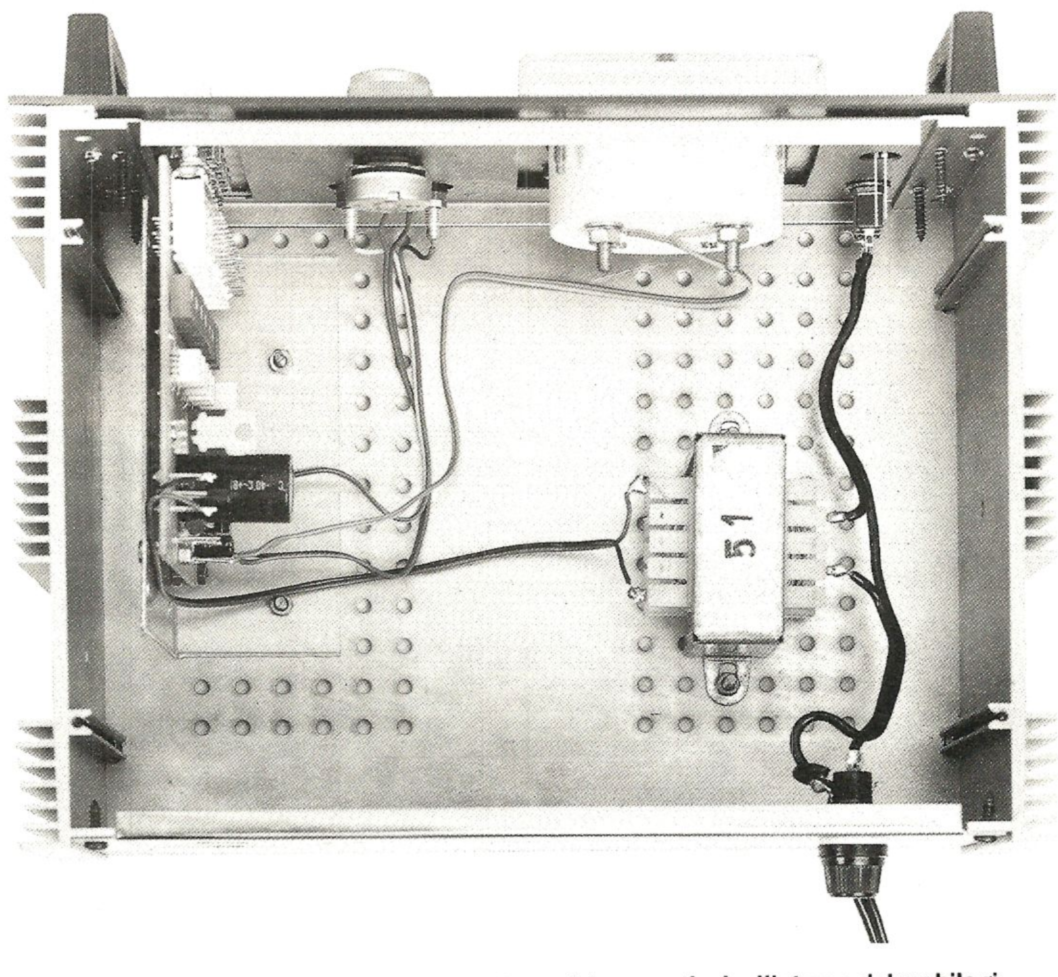


Fig. 9 Ponendo il circuito stampato in posizione verticale, l'interno del mobile rimarrà quasi vuoto, ma, da un punto di vista estetico, questa era la sola soluzione accettabile. Vi ricordiamo che il trasformatore 51 è perfettamente identico al modello siglato TN01.22.

«tolleranza» è normale, anzi si può arrivare anche ad un 60%, se il condensatore è rimasto a lungo inutilizzato.

Per conoscere l'esatta capacità di un elettrolitico «nuovo», è necessario tenerlo sotto tensione per un certo periodo di tempo, poi scaricarlo ed infine misurarlo.

Vi è ancora chi ha fatto una prova di «controllo», cioè ha preso due condensatori da 100 pF, poi li ha messi in serie ed ha controllato se la lancetta si fermava esattamente a «metà» scala.

Se la lancetta si spostava «mezza tacca» in più o in meno del richiesto, sentenziava che lo strumento non era preciso.

In questo caso occorre controllare molto bene se i due condensatori da 100 pF prescelti, portino la lancetta dello strumento esattamente sul fondo scala, perchè, se questa raggiunge un valore leggermente inferiore, la capacità risulterà ad esempio di soli 97 pF, se superiore, potrà risultare da 103 pF e in questi casi, ponendoli in serie, non avremmo 50 pF, bensì 48 o 51.

Nel caso dei condensatori ceramici esiste anche il problema della «temperatura», infatti la capacità andrebbe sempre misurata a 18 gradi, una temperatura questa che si può ottenere solo in un laboratorio provvisto di aria condizionata.

In pratica questo è un fattore che non viene preso mai in considerazione, per cui a volte si tiene il condensatore in mano e senza saperlo lo si riscalda a 36 gradi, poi lo si inserisce nel capacimetro e qui si nota che la capacità dopo un po' di tempo varia, e ciò avviene perchè il condensatore lentamente si «raffredda».

Se inserite nel capacimetro un condensatore ceramico ed avvicinate al suo corpo un saldatore, vedrete subito come varia la sua capacità e come, allontanando il saldatore, dopo poco tempo essa torni al suo valore iniziale.

Così se avete un ventilatore girevole che soffia alternativamente dell'aria sul condensatore ceramico in prova, constaterete, ad ogni passaggio, delle variazioni di capacità.

COSTO DI REALIZZAZIONE

Tutto il necessario per la realizzazione di questo capacimetro siglato LX.807 come visibile in fig. 7, con l'aggiunta dello strumento microamperometro, del potenziometro + manopola, due boccole, due banane e due coccodrilli, l'interruttore di rete, il trasformatore 51 o il TN01.22, cordone di alimentazione PIÚ i CONDENSATORI CAMPIONE (escluso il solo mobile) .... L. 80.000

Il solo mobile completo di maniglie, pannello frontale verniciato a fuoco già forato e serigrafato .... L. 28.000

Il solo circuito stampato LX.807 ..... L. 8.500

Nei prezzi sopraindicati non sono incluse le spese postali di spedizione a domicilio.

SIGLE	MOTOROLA	SILICONIX	NATIONAL	TEXAS	INTERSIL
BF244	G / D – S		G / S – D	G / D – S	
BF245	S / D – G		S / D – G	S / D – G	
2N3819	G / D – S	G / D – S	G / S – D	G / D – S	
2N5245	S / D – G	D / G – S	S / D – G	S / D – G	
2N5247	S / D – G	S / G – D	S / D – G	S / D – G	
2N5248		D / G – S	G / S – D	G / D – S	
MPF102	S / G – D	D / G – S	S / G – D		
U310	D / S – G	D / S – G	D / S – G		D / S – G
2N5484	S / G – D	D / G – S	G / S – D		S / G – D
2N5486	S / G – D	D / G – S	G / S – D		S / G – D

Poichè la piedinatura G - S - D dei FET per la stessa sigla varia a seconda della Casa Costruttrice, riteniamo utile riportare per i tipi piú comuni la relativa disposizione. Facciamo presente che il terminale a cui dovrete fare maggior attenzione è il GATE, perchè, essendo il fet un semiconduttore bidirezionale, il terminale S si può usare anche come terminale D e viceversa.

Nel cruscotto delle vetture di recente fabbricazione è presente un termometro a lancetta che visualizza la temperatura dell'acqua e un amperometro che segnala la corrente di carica della batteria.

In molte altre vetture questi accessori mancano e in loro sostituzione è presente una sola lampada spia che indica che l'acqua è già in ebollizione o che la dinamo non provvede più a ricaricare la batteria.

Più utile sarebbe invece disporre di una indicazione «intermedia», che ci indichi che la temperatura dell'acqua sta superando il valore MEDIO e che pertanto quanto prima è necessario provvedere ad aggiungere dell'acqua nel radiatore e che, per la batteria, ci segnali se la dinamo o l'alternatore non funzionano più correttamente.

Durante la stagione invernale queste due indicazioni risultano utilissime, perchè, se una volta inserita la chiave nel cruscotto noteremo che si accende per la batteria il diodo led ROSSO, sapremo che ogni nostro tentativo di avviare il motore è inutile, mentre se si accende il led GIALLO, sapremo che seppure il motore si accende, dovremo farla ricaricare al più presto e se dopo diverse «ricariche» lo stesso diodo rimane acceso, sapremo che è giunto il momento di sostituirla, perchè ormai prossima all'esaurimento, sempre che ciò non dipenda da un difetto della dinamo che non provvede a ricaricarla.

Sempre d'inverno, un controllo della temperatura dell'acqua è utile, perchè, portando ad elevato numero di giri il motore quando questo è ancora freddo, se ne può compromettere la durata.

Il circuito che vi presentiamo, anche se è stato previsto per essere installato su un'auto, potrà servire anche per altri scopi, ad esempio per controllare la temperatura dell'acqua di un impianto di riscaldamento, per controllare la temperatura di una serra o di una incubatrice, tarando ovviamente i due trimmer sul valore di temperatura che desideriamo tenere sotto controllo.

Con un po' di inventiva, si potrà adattare questo circuito ad altre applicazioni, ad esempio sostituendo la resistenza NTC con un potenziometro provvisto di un galleggiante fissato sul suo perno di rotazione, lo potremo utilizzare anche per controllare il livello di una qualsiasi cisterna o serbatoio.

UN MONITOR per

SCHEMA ELETTRICO

Precisiamo subito che tale circuito anche se può svolgere la funzione di controllare la temperatura dell'acqua e la carica della batteria, si dovrà utilizzare per UNA sola delle due funzioni.

Questo perchè dovendo tarare i due trimmer presenti uno per un «livello minimo» e l'altro per un «livello massimo», per ottenere l'accensione dei tre diodi led ROSSO - GIALLO - VERDE, li dovremo regolare su due diversi valori.

Se si volesse costruire un monitor per ottenere entrambe le funzioni, sarebbe necessario, come vedesi in fig. 2, sostituire i due trimmer R7 ed R11 da **47.000 ohm**, con quattro trimmer da **100.000 ohm** ed inserire un triplo deviatore per collegare i due d'ingresso (piedino 9 di IC1-B e piedino 5 di IC1-D), ai cursori di questi quattro trimmer.

In questo modo potremmo regolare separatamente la sensibilità massima e minima sulle due funzioni e selezionarle a seconda delle necessità agendo sul deviatore S1.

Ritornando allo schema elettrico originale di fig. 1, iniziamo la descrizione dal «ponticello» siglato PC1 visibile sulla sinistra del disegno, con la presa «C» cortocircuitata su **Temperatura**.

Fornendo tensione al circuito stabilizzeremo subito la tensione fornita dalla batteria su di un valore di 8,2 volt circa, tramite il diodo zener, indicato con la sigla DZ1.

Questa tensione stabilizzata, come si può notare, ci servirà per alimentare i due trimmer di taratura R7 ed R11 e, tramite il partitore resistivo fisso R6 - R8, il piedino non invertente 12 dell'integrato siglato IC1/A sul quale risulteranno presenti circa 1,9 volt.

Sul piedino invertente 13 dello stesso integrato troviamo applicata la sonda NTC da **1.000 ohm**, che verrà in seguito fissata sul radiatore dell'auto.

Ammesso che il trimmer R11 risulti già tarato per la temperatura «minima» che ci interessa controllare (led GIALLO) e il trimmer R7 per la temperatura «massima» (led ROSSO), possiamo ora spiegare come si accendano in successione i diversi diodi led.

Quando la temperatura del radiatore è a 20 gradi, la resistenza NTC avrà un valore ohmmico di 1.000 ohm, pertanto, sapendo che il **guadagno**

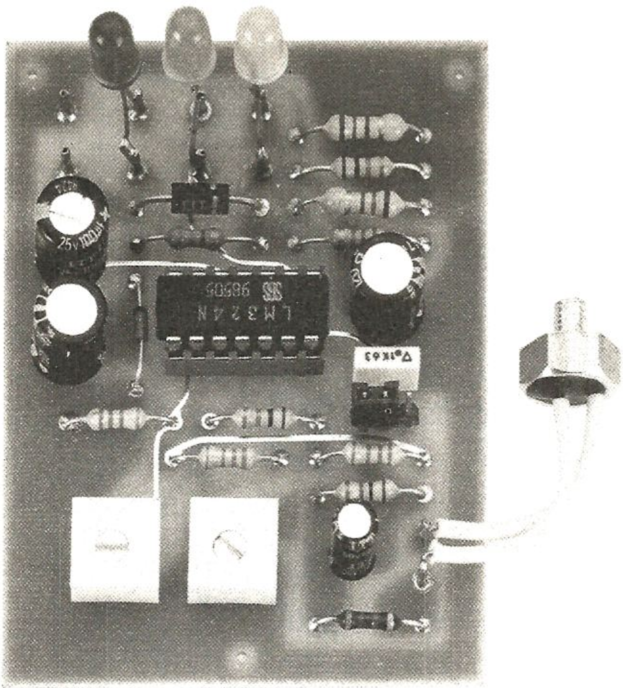


Foto di uno degli esemplari da noi realizzati per il collaudo. Questo progetto, come spiegato nell'articolo, si può utilizzare anche per altre diverse applicazioni, non legate all'automobile.

la VOSTRA AUTO

Con un solo integrato potrete controllare se nel vostro radiatore la temperatura sale oltre al previsto per scarsità di acqua o per difetto della ventola di raffreddamento, oppure verificare se la dinamo o l'alternatore provvedono a caricare adeguatamente la vostra batteria.

dell'amplificatore operazionale IC1-A è dato da:

(R3 + R4 + NTC) : (R4 + NTC)

avremo che:

(1.000 + 820 + 1.000) : (820 + 1.000) = 1,549

Poichè la tensione di ingresso sul piedino non invertente 12 è di **1,9 volt** ed il guadagno di IC1-A, come abbiamo appena visto, risulta di **1,549**, sull'uscita di IC1-A, sul piedino 14, avremo una tensione di :

1,9 volt × 1,549 = 2,94 volt

cioè di circa **3 volt**.

Tale tensione, tramite il «ponticello» PC1 raggiungerà il piedino non invertente 10 di IC1/B ed il piedino invertente 6 di IC1/D.

Ovviamente tale tensione risulterà **inferiore alla tensione minima** regolata su R11 e presente sull'ingresso non invertente di IC1-D e pertanto tale integrato, avendo sul suo ingresso non invertente (piedino 5) una tensione maggiore di quella presente sul suo ingresso invertente (piedino 6), risulterà attivo.

In tale condizione, sul piedino di uscita 7 di IC1-D avremo un **livello logico 1**, cioè presenza della massima tensione di alimentazione, che, giungendo sull'anodo del led DL3, ne provocherà l'accensione.

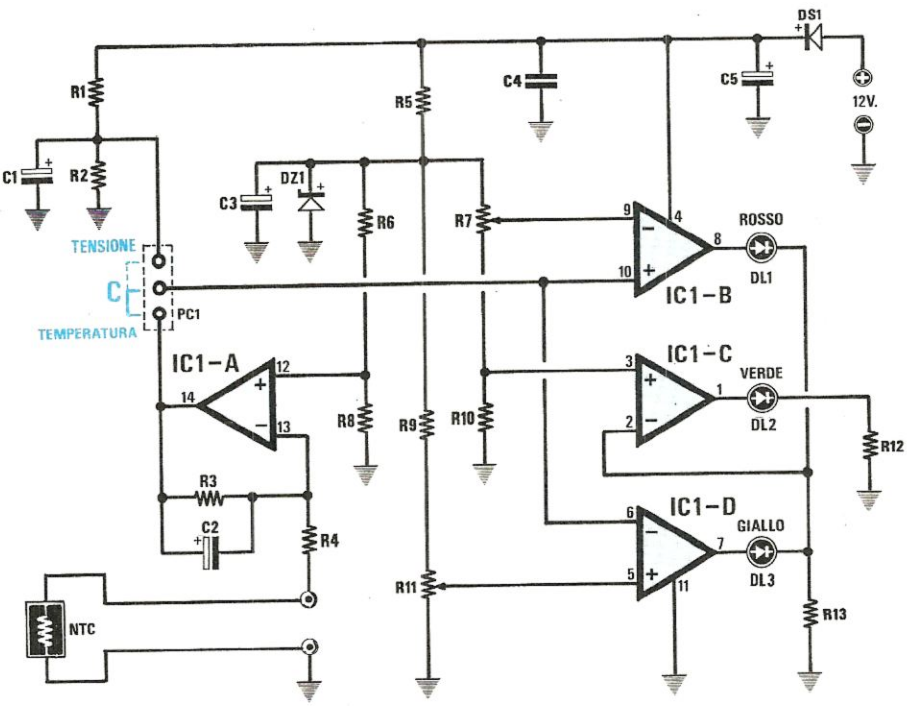


Fig. 1 Schema elettrico del circuito. Questo progetto é stato realizzato per svolgere una sola delle due funzioni prestabilite, cioé controllare la TENSIONE della batteria o la TEMPERATURA del radiatore. Volendo ottenere entrambe le funzioni, il circuito andrà modificato come vedesi in fig. 2.

ELENCO COMPONENTI LX.812

R1 = 22.000 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
R4 = 820 ohm 1/4 watt
R5 = 330 ohm 1/4 watt
R6 = 33.000 ohm 1/4 watt
R7 = 47.000 ohm trimmer
R8 = 10.000 ohm 1/4 watt
R9 = 33.000 ohm 1/4 watt
R10 = 33.000 ohm 1/4 watt
R11 = 47.000 ohm trimmer
R12 = 680 ohm 1/4 watt
R13 = 680 ohm 1/4 watt
NTC = 1.000 ohm NTC
C1 = 47 mF elettr. 25 volt
C2 = 10 mF elettr. 25 volt
C3 = 47 mF elettr. 25 volt
C4 = 100.000 pF poliestere
C5 = 100 mF elettr. 25 volt
DS1 = diodo 1N.4007
DZ1 = zener 8,2 volt 1 watt
DL1 = diodo led rosso
DL2 = diodo led verde
DL3 = diodo led giallo
IC1 = LM.324
PC1 = ponticello

Aumentando la temperatura dell'acqua, quando questa si porterà sul valore ottimale, che si aggira intorno agli **80 gradi**, il valore ohmmico della resistenza NTC da 1.000 ohm scenderà all'incirca sui **150 ohm** ed in questo modo, ricalcolando il guadagno dell'operazionale IC1-A avremo che:

(1.000 + 820 + 150) : (820 + 150) = 2,03 volt

e pertanto sull'uscita dell'operazionale IC1/A sarà presente una tensione di:

1,9 volt × 2,03 = 3,857 volt

Questa tensione, attraverso il ponticello PC1, giungerà ancora sui piedini 6 e 10 di IC1-B ed IC1-D e poichè risulterà **superiore alla tensione minima** regolata su R11, ma ancora **minore alla tensione massima** regolata su R7, entrambi gli operazionali IC1-D ed IC1-B risulteranno inattivi, cioè sulla loro uscita risulterà presente un **livello logico 0**, vale a dire uscita cortocircuitata a massa.

Osservando lo schema elettrico, potremo notare che l'ingresso invertente dell'operazionale IC1-C (vedi piedino 2) risulta collegato alla resistenza R13, posta fra i catodi dei due diodi led DL1 e DL3 e la massa.

L'ingresso non invertente di IC1-C, risultando collegato al partitore resistivo R7 - R10, presenta una tensione positiva: perciò l'operazionale risulterà attivo, vale a dire che sulla sua uscita sarà presente una tensione positiva che, giungendo sull'anodo del diodo led DL2, ne provocherà l'accensione.

Aumentando ancora la temperatura fino a raggiungere i **100 gradi**, la resistenza NTC abbasserà ulteriormente il suo valore ohmmico, tanto da arrivare a **70 ohm** circa.

In tale condizione il guadagno di IC1-A risulterà pari a:

(1.000 + 820 + 70) : (820 + 70) = 2,12

e pertanto sulla sua uscita (piedino 14) otterremo una tensione di:

1,9 volt × 2,12 = 4,03 volt

Avendo regolato **R7** in modo che tale tensione risulti **maggiore** di quella presente sul piedino invertente 9 di IC-B, quest'ultimo si porterà in conduzione e sulla sua uscita avremo un **livello logico 1**, cioè presenza di una tensione positiva che, giungendo sull'anodo del diodo led DL1, ne provocherà l'accensione.

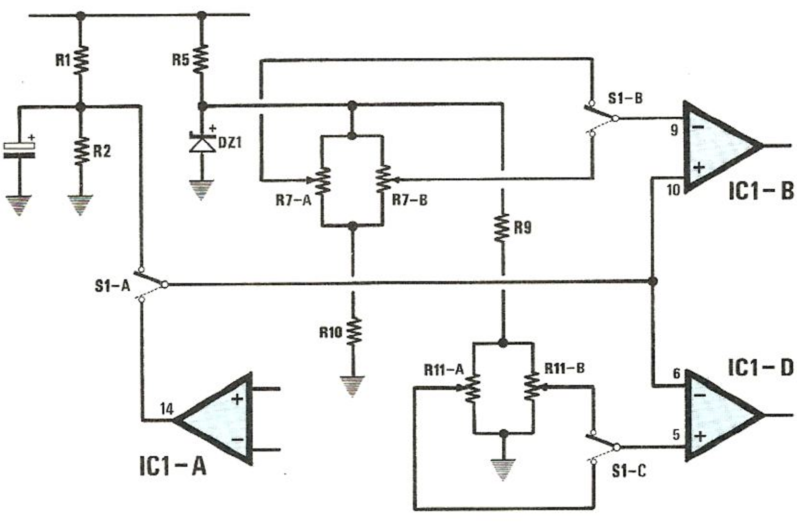


Fig. 2 Per controllare contemporaneamente la Tensione e la Temperatura, bisogna ricorrere ad un triplo deviatore (vedi S1/A - B - C) e sostituire i due trimmer R7 e R11 da 47.000 ohm, con quattro da 100.000 ohm. Nello schema elettrico questi due trimmer, che andranno collegati in parallelo, sono siglati R7-A, R7-B e R11-A, R11-B.

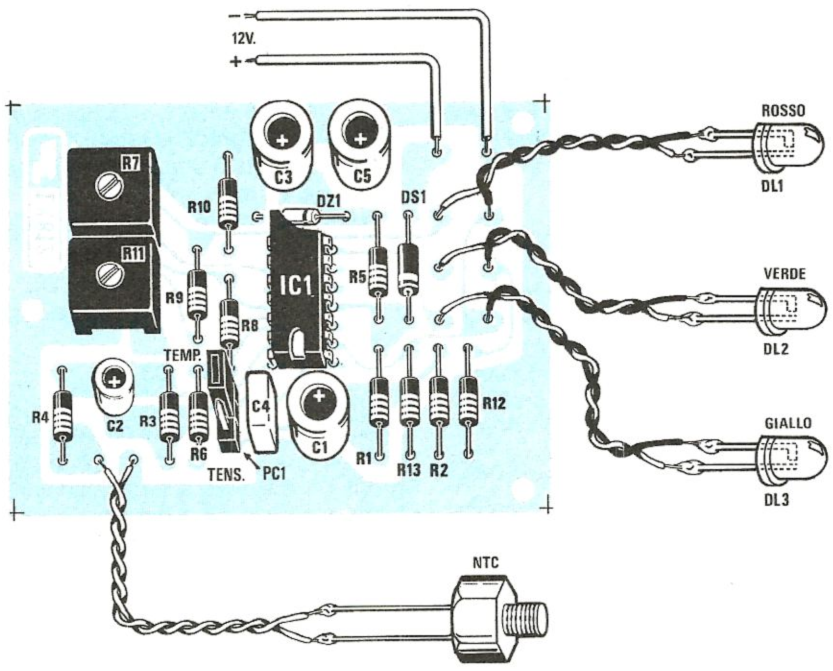


Fig. 3 Schema pratico di montaggio del Monitor per Auto. Sul connettore siglato PC1 posto in prossimità del condensatore poliestere C4, dovrete applicare la presa femmina di cortocircuito. Per misurare la temperatura, questa presa andrà rivolta verso l'alto, per misurare la tensione, verso il basso.

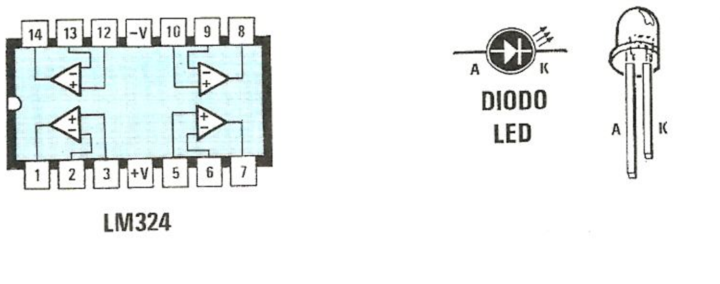


Fig. 4 Connessioni dell'integrato LM.324, impiegato in tale progetto, viste dall'alto. A destra, le connessioni A - K del diodo led; come si potrà notare, il terminale Anodo é sempre più lungo del terminale Catodo indicato con la lettera K.

Contemporaneamente, poichè sulla resistenza R13 sarà presente la tensione di uscita di tale operazionale meno gli 1,5 volt della caduta del led, l'operazionale IC1-C risulterà bloccato, perciò il diodo led DL2, precedentemente acceso, si spegnerà.

Compreso come funziona il TERMOMETRO, consideriamo ora come lo stesso circuito possa funzionare per controllare la tensione della BATTERIA; per far questo dovremo spostare il ponticello PC1 in modo da cortocircuitare la presa C con quella indicata VOLT.

Anche in questo caso dovremo considerare che il **trimmer R11** risulti già tarato per far accendere il diodo led GIALLO con una tensione di **11 volt** e il **trimmer R7** perchè, con una tensione di **14 volt**, si accenda il diodo led ROSSO.

Quando la batteria risulterà quasi scarica, cioè erogherà in uscita 11 volt anzichè 12,6 volt, sul partitore resistivo R1 - R2 sarà presente una tensione di circa **3,4 volt** che, risultando **minore della tensione minima** regolata su R11, renderà attivo l'operazionale IC1, pertanto sul suo piedino d'uscita 7 sarà presente una tensione positiva che, come già sappiamo, provocherà l'accensione del diodo led GIALLO siglato DL3.

Se la batteria risulta perfettamente carica, su tale partitore resistivo R1 - R2 ci ritroveremo con una tensione di circa **3,9 volt** e poichè questa risulterà **superiore alla tensione minima** regolata su R11, ma ancora **inferiore alla tensione massima** regolata su R7, i due operazionali IC1-D ed IC1-B risulteranno entrambi inattivi e pertanto il led GIALLO (vedi DL3) ed il led ROSSO (vedi DL1) non potranno accendersi.

Come già abbiamo visto nella descrizione del funzionamento in **temperatura**, in queste condizioni risulterà attivo il solo operazionale IC1-C e come già sappiamo, il led VERDE (vedi DL2) si accenderà indicandoci che la batteria è «OKAY».

Con il motore avviato, se la dinamo o l'alternatore forniranno alla batteria una tensione di circa 14-15 volt, sul partitore R1 - R2 ci ritroveremo una tensione maggiore, pari a circa **4,3 - 4,6 volt.**

Poichè tale tensione risulterà ora **superiore alla massima tensione** di riferimento regolata su R11, l'operazionale IC1-B si porterà in conduzione e la sua uscita, (piedino 8) si porterà a livello logico 1 (massima tensione positiva) che ci servirà per accendere il diodo led ROSSO.

Compreso il funzionamento di questo circuito, se in futuro dovrete realizzare qualche progetto in cui si presenti la necessità di accendere tre diodi led per indicare un MINIMO - NORMALE - MASSIMO, potrete scegliere questo schema come base di partenza per adattarlo alle vostre esigenze.

I quattro operazionali utilizzati in questo circuito sono contenuti all'interno di un solo integrato siglato LM.324, in grado di funzionare con una tensine di alimentazione singola.

Il circuito verrà alimentato direttamente dalla tensione della batteria, con un assorbimento massimo di 20 milliamper circa.

REALIZZAZIONE PRATICA

Con l'aiuto delle foto e dello schema pratico già di per sè stessi molto eloquenti, montare questo circuito sarà semplicissimo.

Una volta in possesso del circuito stampato siglato LX.812, iniziate il montaggio inserendo lo zoccolo per l'integrato IC1.

Dopo averne saldati tutti i piedini, potrete inserire tutte le resistenze, il diodo zener siglato DZ1, rivolgendo la fascia che contorna un solo lato del suo corpo verso C5 e il diodo al silicio DS1, rivolgendo la sua fascia verso R13.

Proseguendo, inserite il condensatore al poliestere siglato C4, tutti i condensatori elettrolitici controllando la polarità dei due terminali, i due trimmer di precisione R7 e R11 ed infine il triplo connettore maschio PC1.

Quest'ultimo vi servirà, una volta inserito lo spinotto femmina, a predisporre il circuito per funzionare come «controllo della tensione» della carica della batteria, o come «controllo della temperatura» per l'acqua del radiatore.

Nei rimanenti fori liberi inserite quei piccoli terminali capifilo presenti nel kit, che vi saranno utili per collegare i vari componenti esterni, cioè la resistenza NTC e i tre diodi led.

Inutile ripetervi che anche i terminali dei diodi led risultano polarizzati, comunque sarà sufficiente guardare la fig. 3 per capire che il terminale più lungo è l'Anodo ed il più corto è il Catodo (indicato sempre con un K).

Terminato il montaggio, dovrete solo inserire nello zoccolo l'integrato LM.324, rivolgendo la tacca di riferimento verso il condensatore elettrolitico C1.

TARATURA

Una volta stabilito come utilizzare questo indicatore, cioè come Voltmetro o come Termometro, dovrete spostare lo spinotto tra C-Volt o tra C-Temperatura.

Ammesso che abbiate prescelto l'uso «Voltmetro», ancor prima di fornire tensione al circuito, dovrete eseguire questa semplice operazione:

1° = Ruotate i trimmer R7 ed R11 a metà corsa.
2° = A questo punto potrete alimentare il circuito

con una tensione continua di **11 volt**, quindi tarate il **trimmer R11**, in modo che si accenda il diodo led GIALLO.

3° = Aumentate il valore della tensione di alimentazione portandolo dagli attuali 11 volt a **14 volt**; ruotate quindi il **trimmer R7** fino a far accendere il diodo led ROSSO.

4° = Se ora abbassate la tensione di alimentazione da 14 volt a 13 volt circa, vedrete accendersi il diodo led VERDE.

5° = Ovviamente potrete tarare i due trimmer anche su valori diversi, ad esempio 11,5 volt per il minimo e 13,5 volt per il massimo.

Utilizzando questo circuito come controllo di Temperatura, dovrete ovviamente fissare la resistenza NTC sul radiatore della vostra auto. Per farlo, potrete adottare queste due diverse soluzioni:

1° Fissate la resistenza sopra ad una squadretta di alluminio ripiegata a L e cercate poi un dado per fissare tale aletta al radiatore del motore. Sotto a questo inserite la squadretta, in modo che il calore possa essere facilmente trasferito dal radiatore alla squadretta.

2° Poichè il radiatore è di rame, se trovate una posizione agibile potrete anche saldare un dado al corpo del radiatore e su tale dado avvitare l'NTC. Salderete poi sui due fili che escono dalla NTC una piattina bifilare che porterete sull'ingresso del circuito.

Poichè i due fili che fuoriescono dalla NTC sono molto lunghi, li dovrete accorciare e isolare per evitare che entrino in contatto tra loro.

Eseguita questa operazione, per tarare i due trimmer sul minimo e sul massimo dovrete procedere come segue:

1° Ruotate i due trimmer R7 ed R11 a metà corsa.

2° Accendete il motore ed attendete che l'acqua si porti a 80 gradi, cioè sulla normale temperatura di lavoro. Se non avete a disposizione un termometro, sarà sufficiente che teniate la macchina in moto con un minimo di gas per circa 10 minuti.

3° A questo punto, ruotate il **trimmer R11** fino ad accendere il diodo led GIALLO, poi ruotatelo lentamente in senso inverso fino a trovare la posizione in cui il led giallo si spegne e si accende il VERDE, infatti una temperatura di 80 gradi è l'ideale per un qualsiasi motore.

4° A questo punto premete il pedale dell'acceleratore per 3-4 minuti in modo che la temperatura dell'acqua aumenti. Se nella vostra auto è presente un termostato che mette in moto la ventola di raffreddamento, quando la temperatura dell'acqua supera i 90 gradi, potrete prendere come riferimento questo dato. Potrete ora ruotare il trimmer R7 fino a far accendere il diodo led ROSSO.

Per chi pensa che per tarare questi due trimmer possa essere sufficiente un tegame pieno d'acqua messo sul fuoco fino a raggiungere l'ebollizione, cioè i 100 gradi, anticipiamo subito che questo metodo non è molto affidabile.

Infatti, inserendo la NTC nel tegame, evitando ovviamente che l'acqua bagni i terminali, potrete più facilmente tarare i due trimmer sui 70 gradi per il minimo e sui 100 gradi per il massimo, però questa non è la stessa condizione presente nella NTC fissata sul radiatore.

Infatti, a seconda di come avrete fissato questa NTC sul corpo del vostro radiatore, anche se l'acqua raggiunge una temperatura di 80 gradi, per effetto della dispersione della squadretta a L, alla NTC potrebbero giungere solo 73 gradi e con l'acqua in ebollizione a 100 e più gradi, sulla NTC potrebbero risultare presenti solo 94 gradi; pertanto, pur accendendosi il diodo led VERDE con una temperatura dell'acqua a 80 gradi e il diodo led ROSSO con una temperatura di 100 gradi, i due trimmer risulterebbero in pratica tarati sui 73 e sui 94 gradi.

Pertanto la taratura dei due trimmer andrà sempre effettuata con la NTC già fissata stabilmente sul «corpo» che desideriamo tenere sotto controllo, che potrebbe essere non solo il radiatore dell'acqua della vostra auto, ma anche una incubatrice, un forno, ecc.

COSTO DI REALIZZAZIONE

Tutti i componenti visibili in fig. 3, cioé il circuito stampato siglato LX.812, la resistenza NTC a vitone, i tre led, più uno zoccolo per l'integrato LM.324 ....L. 13.000

Il solo circuito stampato LX.812 ......L. 4.000

Nei prezzi sopraindicati non sono incluse le spese postali di spedizione a domicilio.



Cogli al volo le occasioni che Philips ti offre fino alla fine dell'anno!

PM 2518X/01 a sole 380.000* lire anzichè 410.000 per avere 11.000 punti di misura, 0,1% di accuratezza in DC, true RMS, misure in dB, autoranging e visualizzazione di scarti da valore memorizzato.

** IVA esclusa, pagamento contanti, 1 Hfl = 600 lire*

Approfittane!
L'offerta vale solo fino al 31 dicembre!

PM 2518X/01 + PM 9278 a 440.000* lire anzichè ~~490.000~~
per riporre, in una robusta borsa rigida con maniglia, puntali, sonde ed accessori

PM 2518X/01 + PM 9249 a 560.000* lire anzichè ~~650.000~~
per eseguire direttamente misure di temperatura da — 60 °C a + 200 °C con una sonda Pt 100

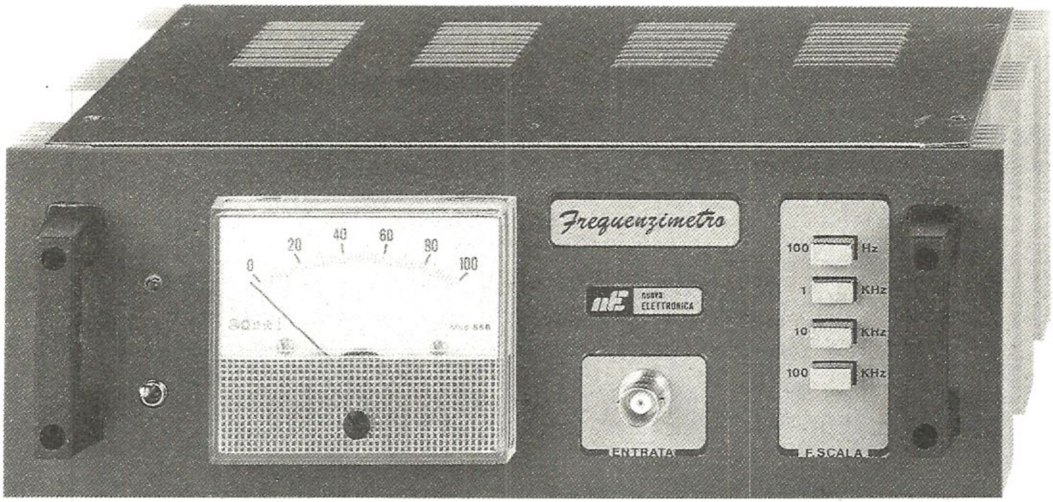
PM 2518X/01 + PM 9249 + PM 9278 a 595.000* lire anzichè ~~730.000~~
per avere borsa e sonda di temperatura con ben 135.000 l. di risparmio!

PHILIPS

Philips S.p.A. - Divisione I. & E.
Sistemi Industriali e Elettroacustici
Viale Elvezia, 2 - 20052 Monza
Tel. (039) 3635.240/8/9
Telex 333343

Filiali:
Bologna tel. (051) 493.046
Cagliari tel. (070) 666.740
Palermo tel. (091) 527.477
Roma tel. (06) 36592.344
Torino tel. (011) 21.64.121
Verona tel. (045) 59.42.77

PHILIPS



UN FREQUENZIMETRO

A tutti piacerebbe possedere una potente Kawasaky, ma non potendola acquistare, piuttosto che andare a piedi, ci si accontenta anche di una moto di cilindrata inferiore.

Così, se per molti è oneroso costruire un frequenzimetro digitale, piuttosto che farne a meno, è preferibile possedere un più modesto frequenzimetro analogico, che consenta di stabilire se la frequenza misurata risulta di 600 Hz, oppure di 10.000 Hz, di 45.000 Hz, di 20 Hz o di 60 Hz, misure queste che si possono eseguire solo con un frequenzimetro, non importa se digitale o analogico.

Se dunque possedete degli oscillatori BF, dei telecomandi ad ultrasuoni da tarare o controllare, questo è lo strumento che fa al caso vostro.

Pubblichiamo questo strumento con particolare interesse, perchè ci è stato sollecitato dai Presidi di alcuni Istituti Tecnici, desiderosi di dotare ogni banco di lavoro di un economico frequenzimetro, affinchè ciascun allievo possa eseguire le necessarie misure sui circuiti che sta montando.

Ogni scuola di elettronica potrà adottare questo frequenzimetro come progetto per la prova pratica di esame e, così facendo, a montaggio ultimato avrà a disposizione un numero di frequenzimetri sufficiente per soddisfare le esigenze di tutti i futuri allievi.

SCHEMA ELETTRICO

Come si può facilmente dedurre osservando il disegno dello schema elettrico riportato in fig. 1, ci troviamo di fronte ad un circuito di semplice realizzazione e i cui componenti sono tutti facilmente reperibili.

Partendo da sinistra, dalle due **boccole entrata** il segnale di BF raggiungerà il gate del fet FT1 per essere preamplificato.

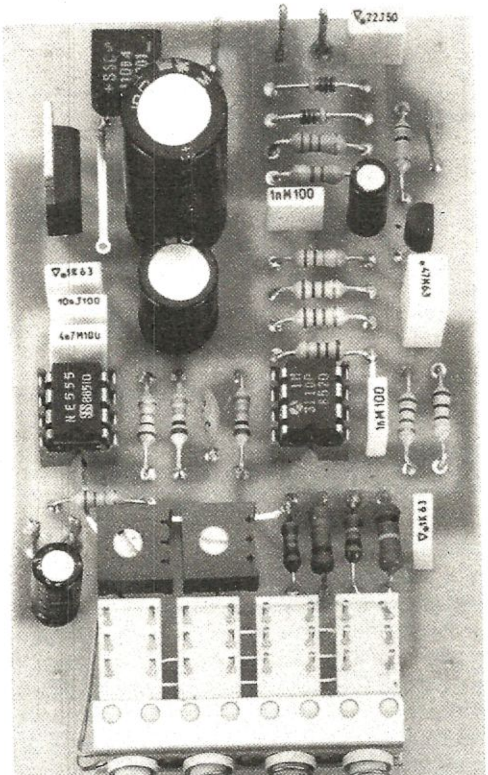
Il condensatore C4 ci serve per bloccare una eventuale tensione continua, che risultasse presente nel punto da cui preleveremo il segnale BF.

La resistenza R1 di limitazione, con in parallelo il condensatore C5 di compensazione per le frequenze più alte, congiunta ai due diodi al silicio DS1-DS2 posti in opposizione di polarità, proteggerà il fet da tensioni alternate di ampiezza molto elevata.

La minima tensione applicabile sull'ingresso di questo frequenzimetro è di «10 millivolt piccopicco», mentre la massima potrà raggiungere anche i «220 volt».

Quando la tensione sul gate del fet supera gli **0,7 volt**, i due diodi DS1 e DS2 si portano in conduzione e, in questo modo, al fet potranno giungere, al massimo, una semionda positiva ed una

Uno strumento ideale per chi lavora in BF, perchè con le sue quattro portate permette di leggere direttamente qualsiasi frequenza compresa tra i 5 Hz e i 100.000 Hz. Poichè lo strumento da 100 microamper si può sostituire con un tester, la sua realizzazione può risultare in certi casi molto conveniente.



Nella pagina di sinistra potete vedere come si presenterà esteticamente questo frequenzimetro, una volta completato con il relativo mobile.
Qui sopra, la foto del circuito stampato già completa di tutti i componenti. Nella foto dei prototipi manca sempre la vernice protettiva ed il disegno serigrafico, che vengono inseriti solo nell'ultima fase di produzione.

negativa di ampiezza pari a 0,7 volt.

Come avrete intuito, la resistenza R1 serve per limitare la corrente dovuta alla caduta di tensione fra l'ingresso e i due diodi.

Così, una tensione di 220 volt applicata sull'ingresso provocherà una dissipazione massima sulla resistenza R1 pari a:

(volt x volt) : ohm = watt
(220 x 220) : 100.000 = 0,48 watt
cioè meno di mezzo watt.

ANALOGICO

Poiché anche il condensatore C4 da 220.000 pF provvederà a limitare la corrente massima che scorre sulla resistenza R1, la dissipazione massima di questa resistenza risulterà sempre inferiore a 1/2 watt: è per questo motivo che, come vedesi nell'elenco componenti di pag. 27, sarà sufficiente che la R1 sia da 1/4 watt.

Dal drain del fet, il segnale preamplificato raggiungerà, tramite il condensatore C6, l'ingresso non invertente (piedino 2) dell'integrato IC1, cioè dell'LM.311, utilizzato come squadratore a trigger.

Questo integrato serve ad amplificare ulteriormente il segnale già preamplificato dal fet FT1, in modo che, qualunque sia l'ampiezza del segnale d'ingresso, sul piedino 7 di IC1 si abbia sempre in uscita un segnale perfettamente squadrato e con ampiezza pari a **10-11 volt**.

Questo segnale, attraverso il condensatore C10, giungerà sul piedino 2 di IC2, un normale NE.555, che viene utilizzato in questo circuito come MONOSTABILE.

Come molti di voi sapranno, un MONOSTABILE non è altro che un semplice **generatore di impulsi** e la «larghezza» dipenderà dal valore della resistenza e della capacità collegate ai suoi piedini di temporizzazione (vedi piedini 6 e 7 di IC2).

. Poichè nel nostro circuito è presente un commutatore (vedi S1A) che inserisce quattro diverse re-

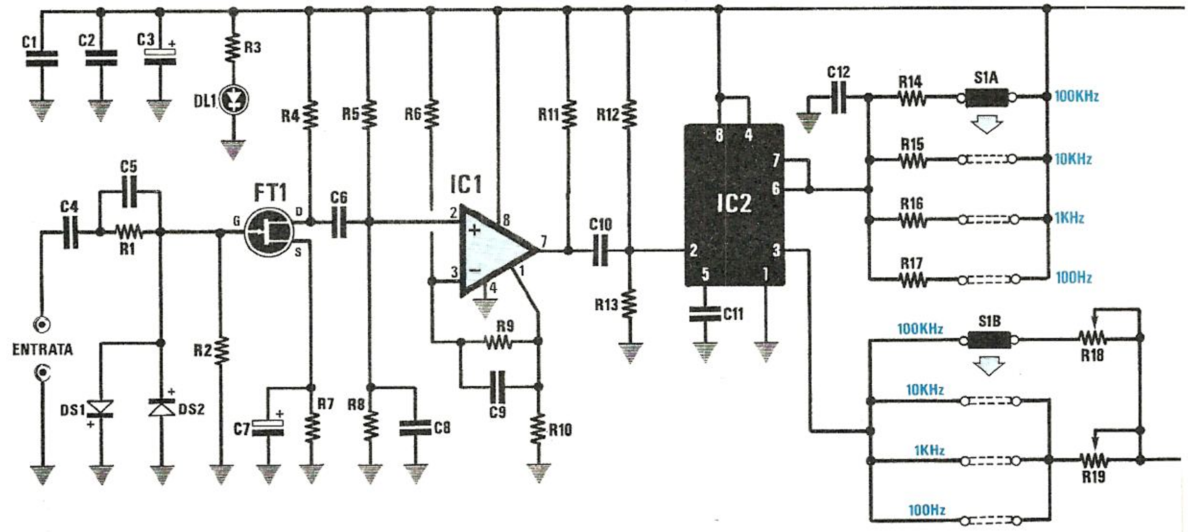


Fig. 1 Schema elettrico del frequenzimetro analogico.

sistenze di temporizzazione, in uscita otterremo degli impulsi con quattro differenti «larghezze», che ci serviranno per stabilire le quattro scale di lettura, cioè:

1 portata = 100 Hz
2 portata = 1.000 Hz
3 portata = 10.000 Hz
4 portata = 100.000 Hz

Le resistenze da utilizzare in questo monostabile andranno scelte con una precisione dello 0,5% e dovranno inoltre risultare ad alta stabilità termica.

I valori di quest'ultime non rientrano nello standard delle comuni resistenze e perciò sul loro corpo sono presenti ben 5 fasce di colore, che andranno così interpretate:

1 fascia = 1 cifra
2 fascia = 2 cifra
3 fascia = 3 cifra
4 fascia = moltiplicatore
5 fascia = tolleranza

pertanto, la resistenza **R17** da **1,01 megaohm** sarà contraddistinta dalle seguenti fasce di colore:

marrone 1
nero 0
marrone 1
giallo .... x 10.000
verde o marrone = tolleranza

infatti:

101 x 10.000 ohm pari a 1,01 megaohm

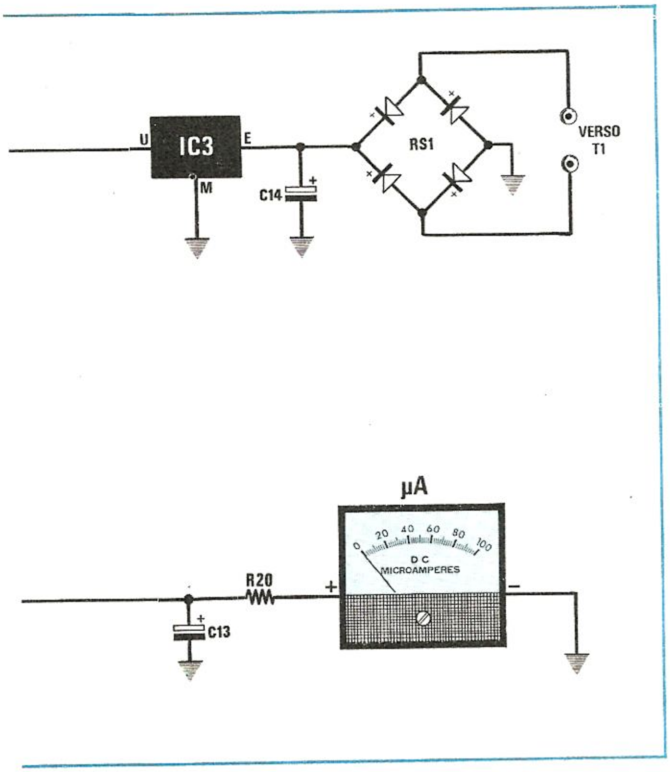
Per ottenere sull'uscita di questo monostabile gli impulsi richiesti, sul piedino 2 dovrà giungere un segnale di «clock» che, come già sappiamo, è ricavato dalla frequenza che andremo a misurare.

Ammettendo di aver predisposto il frequenzimetro sulla portata dei 1.000 Hz fondo scala e di applicare sulle boccole «entrata» tale frequenza, sul piedino 2 del monostabile entrerà una frequenza di 1.000 Hz ad onda quadra, anche se sull'ingresso avremo applicato una frequenza sinusoidale o triangolare.

Sul piedino 3 di uscita ci ritroveremo una frequenza ancora di 1.000 Hz con un duty cicle del 50%, vale al dire che l'impulso positivo risulterà largo tanto quanto quello negativo (vedi fig. 2A).

Se con tale impulso la lancetta dello strumento giunge sul fondo scala, è ovvio che inserendo nell'ingresso del frequenzimetro un segnale a 500 Hz, la lancetta si posizionerà a metà scala e, come già sappiamo, sull'uscita del monostabile (piedino 3) ci ritroveremo questa identica frequenza con la sola ed unica differenza che varierà il duty-cicle.

Infatti, come vedesi in fig. 2B, la larghezza della semionda positiva rimarrà identica a quella vista in precedenza, mentre ben più larga risulterà quella negativa.



Applicando sull'ingresso una frequenza minore, ad esempio 250 Hz, la lancetta dello strumento si posizionerà su di 1/4 di scala e, come vedesi in fig. 2C, troveremo sempre una semionda positiva larga come quella che ottenevamo con 1.000 - 500 Hz, ma una semionda negativa che si «allargherà» sempre di più.

In pratica, per ogni portata che sceglieremo, cioè 100 - 10.000 - 100.000 Hz fondo scala, la larghezza dell'impulso positivo rimarrà costante (**NOTA BENE**: la larghezza dell'impulso positivo sarà proporzionale alla gamma di frequenza prescelta), mentre varierà solo la larghezza dell'impulso negativo.

Questi impulsi con tale duty-cicle variabile, proporzionale come abbiamo già visto alla frequenza misurata, passando attraverso il trimmer R19 (R18 per la sola portata dei 100.000 Hz fondo scala) giungeranno sul condensatore elettrolitico C13.

Ritornando alla fig. 2A relativa ad un duty-cicle del 50%, possiamo notare che la larghezza dell'impulso positivo è di 2 quadretti, come pure quella dell'impulso negativo.

Anche senza conoscere a quale frequenza esso si riferisca, potremo dire che essa è pari a 4 quadretti (per un'onda completa e composta da una semionda positiva ed una negativa).

ELENCO COMPONENTI LX.808

R1 = 100.000 ohm 1/4 watt
R2 = 2,2 megaohm 1/4 watt
R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
R5 = 1 megaohm 1/4 watt
R6 = 1 megaohm 1/4 watt
R7 = 4.700 ohm 1/4 watt
R8 = 1 megaohm 1/4 watt
R9 = 1 megaohm 1/4 watt
R10 = 100 ohm 1/4 watt
R11 = 10.000 ohm 1/4 watt
R12 = 10.000 ohm 1/4 watt
R13 = 10.000 ohm 1/4 watt
R14 = 1.010 ohm 1/4 watt
R15 = 10.100 ohm 1/4 watt
R16 = 101.000 ohm 1/4 watt
R17 = 1,01 megaohm 1/4 watt
R18 = 47.000 ohm trimmer
R19 = 47.000 ohm trimmer
R20 = 22.000 ohm 1/4 watt

C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 100 mF elettr. 25 volt
C4 = 220.000 pF poliestere
C5 = 47 pF a disco
C6 = 470.000 pF poliestere
C7 = 10 mF elettr. 25 volt
C8 = 1.000 pF poliestere
C9 = 1.000 pF poliestere
C10 = 47 pF a disco
C11 = 10.000 pF poliestere
C12 = 4.700 pF poliestere
C13 = 47 mF elettr. 25 volt
C14 = 1.000 mF elettr. 25 volt

DS1 = diodo 1N.4150
DS2 = diodo 1N.4150

DL1 = diodo led

FT1 = fet tipo MPF102

IC1 = LM.311
IC2 = NE.555
IC3 = uA.7812

RS1 = ponte raddrizz. 100 volt 1 amper

T1 = trasformatore prim. 220 volt
sec. 15 volt 0,5 amper (n. TN01.22)

UA = strumento 100 microamper

S1 = commutatore 4 tasti dip.
S2 = interruttore

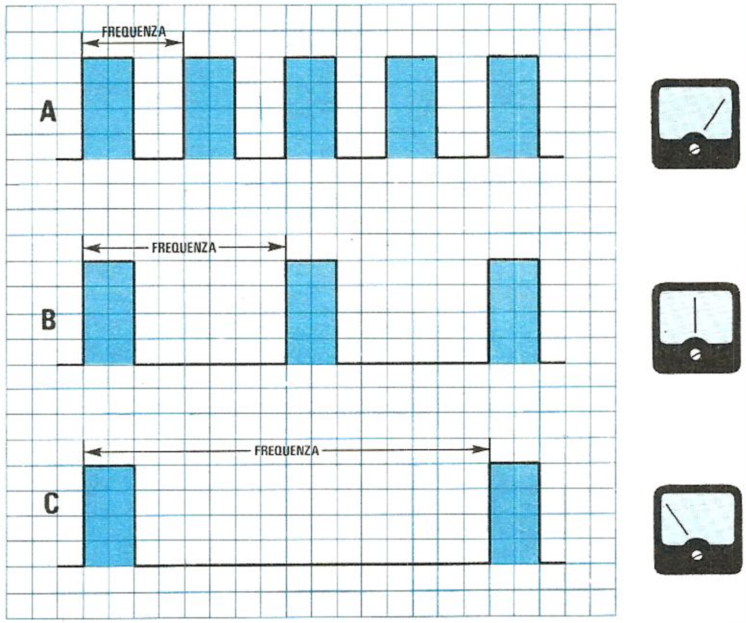


Fig. 2 Quando il duty-cicle risulterà pari ad un 50%, cioé la semionda positiva é larga quanto quella negativa, la lancetta dello strumento devierà sul fondo scala. Più la larghezza della semionda negativa aumenta rispetto a quella positiva, più la lancetta dello strumento tenderà a spostarsi verso lo 0.

Sapendo che la massima ampiezza di tale segnale risulta di 12 volt possiamo facilmente stabilire il valore della tensione a cui si caricherà il condensatore elettrolitico C13, eseguendo questa semplice operazione:

2 : 4 = 0,5
12 x 0,5 = 6 volt

dove:

2 = larghezza impulso negativo
4 = larghezza totale impulso positivo e negativo

Perciò, se applichiamo in parallelo a tale condensatore uno strumento che con tale tensione si porta esattamente sul fondo scala, potremo anche verificare se con una frequenza di 500 Hz e di 250 Hz la lancetta si ferma esattamente a metà scala o ad 1/4 di scala.

Prendiamo ora in considerazione la fig. 2B, dove la larghezza dell'impulso positivo rimane sempre di 2 quadretti, mentre quella negativa si è allungata tanto da coprire 6 quadretti.

In questo caso possiamo affermare che la frequenza risulterà pari a 8 quadretti, pertanto eseguendo la semplice operazione che già conosciamo, otterremo:

2 : 8 = 0,25
12 x 0,25 = 3 volt

Ovviamente, se con 6 volt la lancetta dello strumento raggiungeva il fondo scala, con 3 volt, cioè metà tensione, la lancetta si fermerà al centro scala.

Nella fig. 2C abbiamo preso come esempio una frequenza di 250 Hz e poichè in questo caso la semionda positiva risulta sempre larga 2 quadretti, mentre quella negativa 14 quadretti, la frequenza risulterà pari a 2 + 14 = 16 quadretti. Con così diverso duty-cicle il condensatore C13 si caricherà con una tensione pari a:

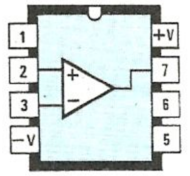
2 : 16 = 0,125
12 x 0,125 = 1,5 volt

cioè la lancetta si porterà esattamente su di 1/4 di scala.

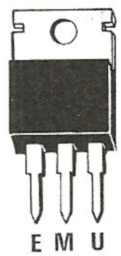
Compreso come avviene la lettura su tale frequenzimetro, vi chiederete perchè per la «taratura» dello strumento esiste un unico trimmer per le tre portate dei 100 - 1.000 - 10.000 Hz (vedi R19) ed uno a parte per la frequenza dei 100.000 Hz (vedi R18).

In pratica, poichè per la sola gamma dei 100.000 Hz fondo scala l'efficienza dello stadio integratore (cioè R18 e C13) non risultava costante come sulle frequenze inferiori, per correggere questo «errore» ed ottenere anche su quest'ultima portata una elevata precisione, risultava necessario tararlo separatamente.

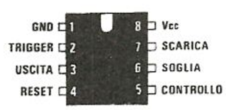
Per questo motivo occorre utilizzare un doppio deviatore: il primo, siglato S1/A, lo usiamo per inserire nei piedini 7-6 di IC2 una resistenza di precisione di valore adeguato alla portata prescelta, il secondo siglato S1/B, per collegare in serie al condensatore C13 il trimmer R19 (per le prime tre portate dei 100 - 1.000 - 10.000 Hz) e il trimmer



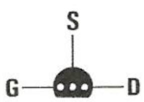
LM311



µA7812



NE 555



MPF102

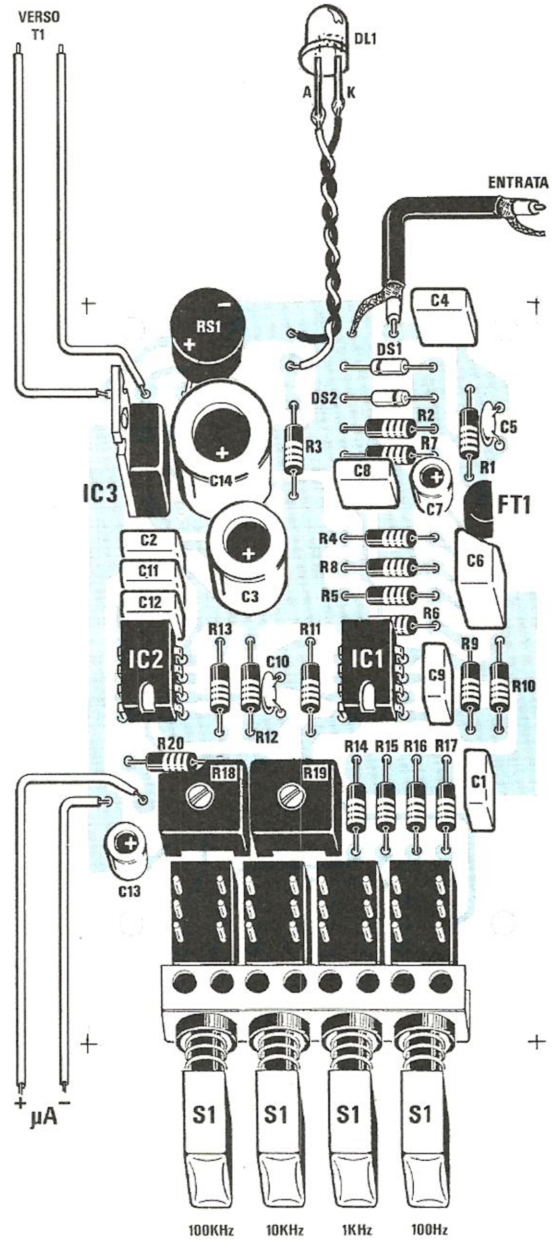


Fig. 3 Schema pratico di montaggio del frequenzimetro analogico e connessioni degli integrati visti da sopra. Solo per il fet MPF.102 le connessioni sono viste da sotto, cioé dal lato in cui i terminali fuoriescono dal corpo.

R18 per la sola portata dei 100.000 Hz. Lo strumentino da usare in questo circuito dovrà risultare da 100 microamper fondo scala.

In sua sostituzione si potrà collegare un normale tester, commutandolo, quando lo si collegherà a questo frequenzimetro, sulla portata dei 100 microamper CC.

Tutto il circuito viene alimentato da una tensione stabilizzata di 12 volt, che preleveremo dall'integrato uA.7812, siglato IC3.

Anche se nello schema elettrico non appare, è sottointeso che alle due boccole che partono dal ponte raddrizzatore RS1 e indicate «verso T1», dovremo collegare il secondario di un piccolo trasformatore (tutto il circuito assorbe una corrente di circa 24 milliamper), che eroghi una tensione di 15 volt alternati.

REALIZZAZIONE PRATICA

Tutti i componenti di questo frequenzimetro andranno montati sul circuito stampato a doppia faccia con fori metallizzati siglato LX.808.

Potrete iniziare il montaggio inserendo in tale circuito il commutatore a slitta.

Dopo averne saldati tutti i terminali, potrete inserire nel circuito stampato le resistenze, poi i due trimmer di taratura e i due zoccoli per gli integrati.

A questo punto potrete montare due condensatori ceramici, poi tutti i poliestere e infine gli elettrolitici, cercando, per quest'ultimi, di rispettare la polarità dei terminali.

Inserirete quindi il fet MPF.102, rivolgendo la parte piatta del corpo come vedesi nello schema pratico, cioè verso destra.

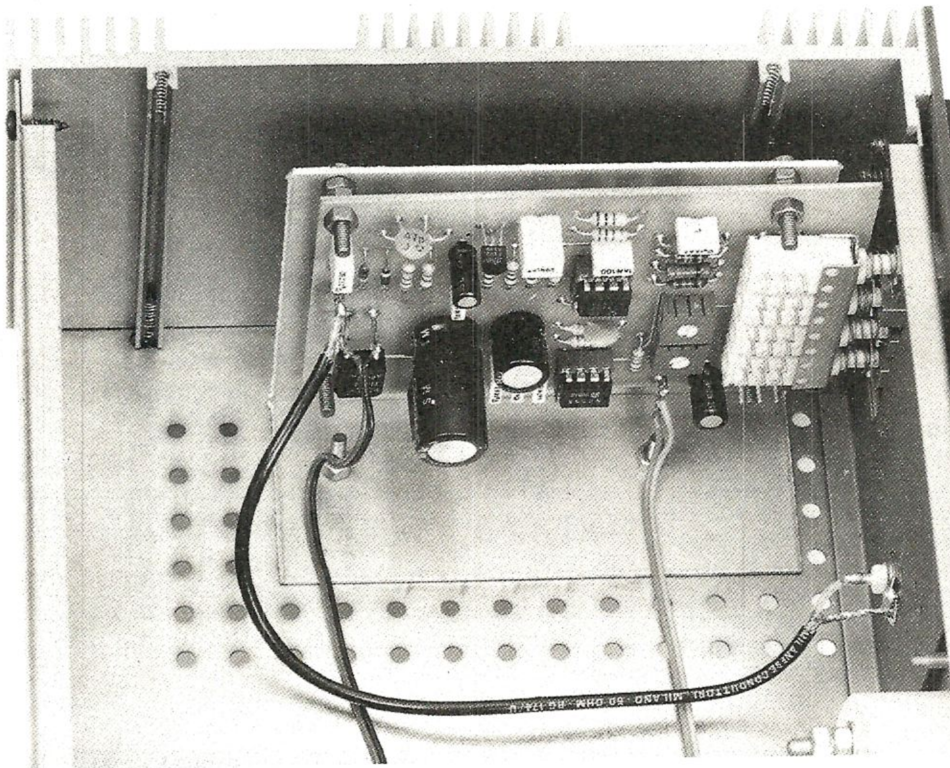
Per quanto concerne i due diodi al silicio occorre ricordare di porli l'uno in opposizione di polarità con l'altro, quindi se avrete rivolto la fascia che contorna il corpo di DS1 verso il ponte raddrizzatore RS1, dovrete rivolgere la fascia di DS2 verso il lato opposto.

L'integrato stabilizzatore IC3 andrà collocato con la sua piccola aletta dissipatrice rivolta verso sinistra.

Per quanto riguarda il ponte raddrizzatore RS1, dovrete solo controllare che i due terminali siglati con un + ed un -, risultino come vedesi nello schema pratico.

Precisiamo che questi ponti raddrizzatori possono assumere una forma cilindrica come vedesi nello schema pratico di fig. 3, oppure una forma quadra, come vedesi nella foto di un nostro circuito, oppure a mezzaluna.

Quindi non meravigliatevi se a volte nello schema pratico troverete un ponte disegnato diversamente da quanto appare nella foto del prototipo che riportiamo nella rivista, perchè, come già ab-



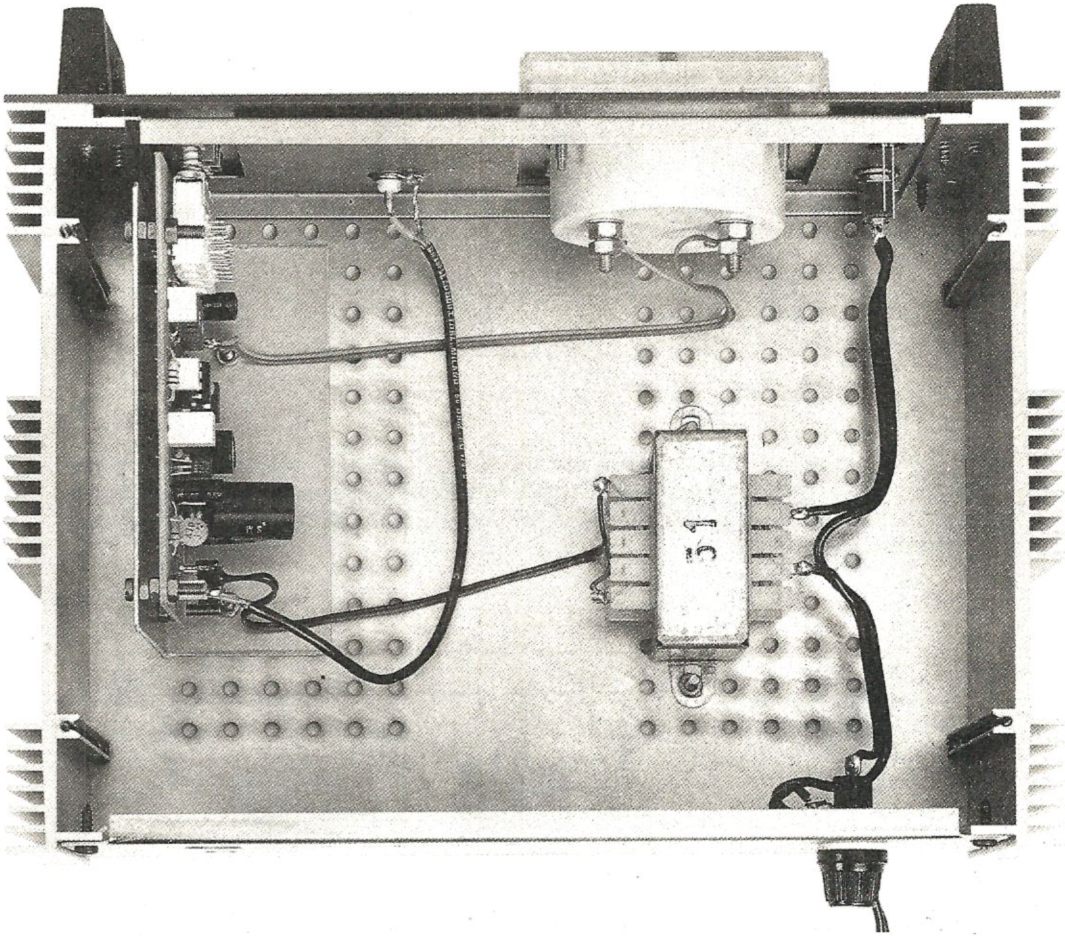


Fig. 4 Nella foto a sinistra si può vedere come il circuito stampato dovrà essere inserito nel mobile e fissato sopra ad una squadretta a L.

Fig. 5 Nella foto in alto si può notare come i pochi componenti necessari alla realizzazione di questo frequenzimetro vadano collocati entro al mobile. Il trasformatore di alimentazione utilizzato in questo progetto, può risultare siglato 51 o TN01.22

biamo detto più volte, di ogni progetto, per appurarne l'affidabilità, ne montiamo un minimo di 10 esemplari, quindi accade spesso che al fotografo venga consegnato un circuito con componenti di forma leggermente diversa rispetto a quelli del circuito consegnato al disegnatore, che ne dovrà ricavare lo schema pratico.

Ci soffermiamo su questo particolare perchè alcuni lettori ci hanno rispedito un «ponte raddrizzatore», perchè non conforme a quello presente nel circuito, in quanto di forma quadra e non tonda come visibile nello schema pratico.

IL MOBILE

Per questo frequenzimetro abbiamo realizzato un mobile serie professionale, che verrà fornito solo dietro richiesta.

Il circuito stampato, come vedesi anche nelle foto, viene collocato in posizione verticale e, a tale scopo, assieme al mobile viene fornita una squadretta metallica a L già forata.

Con quattro viti fisserete il circuito stampato su questa squadretta, tenendolo distanziato 3-4 millimetri, per evitare che un qualche terminale di un componente entri in contatto con il metallo della squadretta.

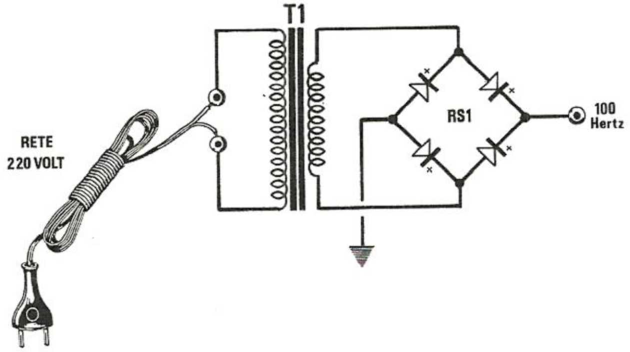
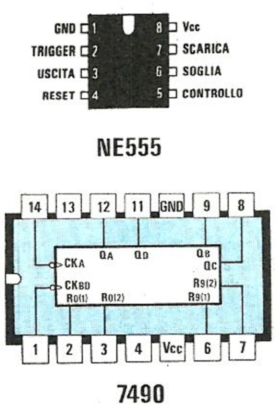
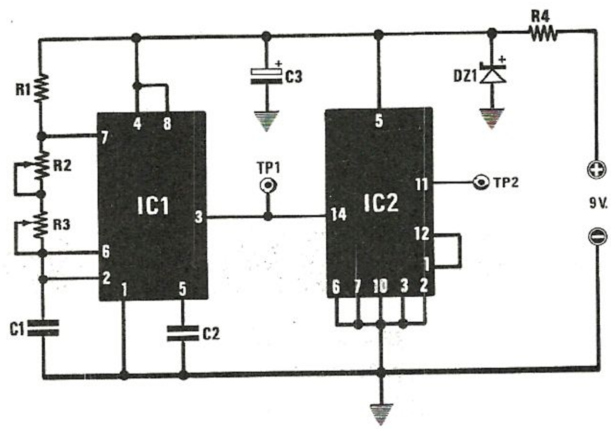


Fig. 6 Per quanto riguarda la taratura della scala dei 100 Hz, potrete prelevare tale frequenza sull'uscita di un qualsiasi ponte raddrizzatore, purché quest'ultimo non risulti collegato ad un condensatore elettrolitico di filtro. A tale scopo si potrà utilizzare qualsiasi tensione.





ELENCO COMPONENTI

R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 100 ohm trimmer
R3 = 1.000 ohm trimmer
R4 = 120 ohm 1/2 watt
C1 = 6.800 pF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 47 mF elettr. 16 volt
DZ1 = zener 5,1 volt 1/2 watt
IC1 = NE.555
IC2 = SN.7490

Fig. 7 Per tarare la scala dei 100.000 Hz dovrete realizzare questo semplice circuito, e, una volta appurato che sulla presa TP1 sia presente una frequenza di 10.000 Hz (lo si farà ruotando R2 e R3), potrete essere certi che su TP2 otterrete una frequenza di 100.000 Hz.

I fori di passaggio per queste viti, come noterete, sono leggermente più larghi del richiesto per darvi la possibilità, spostando leggermente il circuito stampato, di far entrare senza attrito tutte le manopole della pulsantiera nelle asole presenti sul pannello frontale.

Una volta fissata questa squadretta sul piano del mobile, potrete montare al suo interno il trasformatore di alimentazione, collegando il suo secondario all'ingresso del ponte raddrizzatore (vedi in fig. 3 i due fili indicati «verso T1»).

Sul pannello frontale del mobile fisserete lo strumento da 100 microamper, che collegherete con due fili ai due terminali indicati «uA» e l'interruttore di rete S1, che andrà collegato in serie tra un filo della spina a 220 volt ed il primario di T1.

Questo collegamento, compreso quello del fusibile di rete, anche se non risulta visibile negli schemi elettrico e pratico, riteniamo non comporti per voi alcuna difficoltà.

Sul pannello troverà posto anche la presa BNC per l'ingresso segnale e a questo proposito dobbiamo ricordarvi che il collegamento con il circuito stampato andrà effettuato con del cavetto coassiale RG.174 da 52 ohm e che la calza metallica andrà sempre e solo collegata alla massa del BNC.

Poichè questi BNC non dispongono di una rondella per tale collegamento, conviene stringere sotto al dado di fissaggio un anello di filo di rame nudo, utilizzando poi una estremità di questo filo per saldare la calza metallica.

Se non volete utilizzare questo mobile, vi consigliamo comunque di inserire il circuito entro una scatola metallica, perchè se non è ben schermato, considerata la sua sensibilità, misurerà sempre i 50 Hz della rete o i 100 Hz della tensione alternata raddrizzata da un ponte.

TARATURA

Una volta realizzato il frequenzimetro si pone il problema della taratura, e poichè non tutti avranno a disposizione un «generatore di BF», da utilizzare per ricavare le frequenze richieste, non ci limiteremo a dire «con una frequenza campione dovrete ora tarare i due trimmer per portare la lancetta al fondo scala», ma vi insegneremo ad ottenere le due frequenze necessarie.

Se avete a disposizione un ponte raddrizzatore ed un qualsiasi trasformatore che eroghi sul secondario una tensione compresa tra 5 a 20 volt, potrete realizzare il circuito visibile in fig. 6 (sull'uscita del ponte non deve essere presente alcun condensatore di filtro).

Sull'uscita di tale ponte sarà presente una frequenza di 100 Hz che, ruotando il trimmer R19, vi permetterà di portare la lancetta dello strumento sul fondo scala, una volta premuto il commutatore sulla portata 100 Hz fondo scala.

Se non possedete un ponte, potrete collegare uno dei due fili del secondario del trasformatore T1, che si congiunge al ponte raddrizzatore RS1, all'ingresso del frequenzimetro e tarare il trimmer R19 fino a portare la lancetta a metà scala, in quanto noi ora utilizziamo una frequenza di **50 Hz**.

Tarando il trimmer **R19**, automaticamente risulteranno tarate le tre scale dei **100 - 1.000 - 10.000 Hz**, ma vi rimane ancora da tarare l'ultima portata dei 100.000 Hz fondo scala, agendo sul trimmer **R18**.

Per farlo, dovrete ora montare il circuito riportato in fig. 7, cioè un oscillatore variabile, seguito da un divisore **x 10**.

Collegando l'uscita divisa x 10 (terminale P2) all'ingresso del frequenzimetro e premendo il pulsante sulla portata **10.000 Hz** fondo scala, dovrete ruotare il trimmer di questo oscillatore fino a portare la lancetta sul fondo scala.

Così facendo saprete che l'oscillatore è tarato per ottenere in uscita una frequenza **divisa x 10**, pertanto questa frequenza prima del divisore (terminale P1), sarà ovviamente di **10.000 x 10 = 100.000 Hz**.

A questo punto potrete collegare l'uscita diretta dell'oscillatore all'ingresso del frequenzimetro commutato sulla portata 100.000 Hz fondo scala, quindi tarare **R18**, in modo da portare la lancetta sul fondo scala.

COSTO DI REALIZZAZIONE

Tutto il materiale visibile nello schema pratico di fig. 3 con l'aggiunta del trasformatore di alimentazione TN01.22, di un microamperometro, del cavetto schermato di collegamento, della presa BNC, dell'interruttore di rete, del portafusibile e fusibile e del cordone di alimentazione (esclusi il mobile e la squadretta a L per il fissaggio del circuito stampato) ....L. 66.000

Un mobile per frequenzimetro MO.808, completo di maniglie e pannello forato e serigrafato come visibile nella foto di pag. 24 .... L. 28.000

Il solo circuito stampato LX.808 ...... L. 6.500

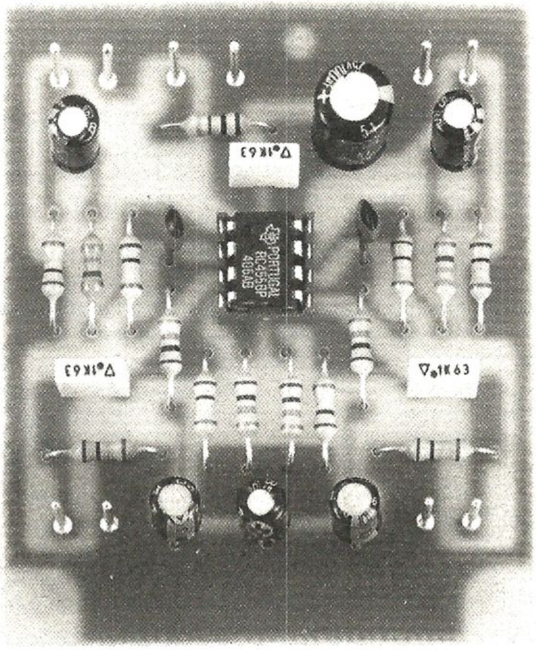
Su richiesta forniamo tutti i componenti per la TARATURA a 100.000 Hz visibili in fig. 7 (LX.808T), cioé un integrato NE.555 e un 7490, completi di zoccolo, i trimmer e le resistenze .... L. 4.500

Nei prezzi sopraindicati non sono incluse le spese postali di spedizione a domicilio.

Un preamplificatore stereo che risulti a «basso rumore», che disponga di una impedenza d'ingresso elevata e di una uscita molto bassa, in modo da poter essere collegato a qualsiasi circuito d'ingresso, che a queste caratteristiche aggiunga pure un'ottima dinamica, una bassa distorsione e una elevata banda passante, é senz'altro utilissimo.

Disponendo nel vostro laboratorio di un simile preamplificatore stereo racchiuso entro un piccolo contenitore metallico, da poter alimentare con una tensione variabile da un minimo di 9 volt ad un massimo di 36 volt senza apportare al circuito alcuna modifica, ogniqualvolta vi troverete nella condizione di dover preamplificare un qualsiasi segnale BF, sia mono che stereo, non dovrete far altro che applicare tale segnale sull'ingresso, per avere in uscita lo stesso segnale amplificato di ben 11 volte.

Lo schema, come vedrete, richiede l'uso di un solo integrato siglato LS.4558, contenente due preamplificatori operazionali a basso rumore.



SCHEMA ELETTRICO

Lo schema che vi proponiamo può anche essere sfruttato a scopo didattico, perché, come vedre-

PREAMPLIFICATORE

Se vi necessita un piccolo preamplificatore «stereo» tuttofare, da utilizzare per prove di laboratorio o come stadio d'ingresso per un qualsiasi amplificatore, questo é il circuito che fa per voi. Come vi spiegheremo, modificando alcuni valori, si potranno pure variare determinate caratteristiche, come ad esempio il guadagno o la frequenza di taglio.

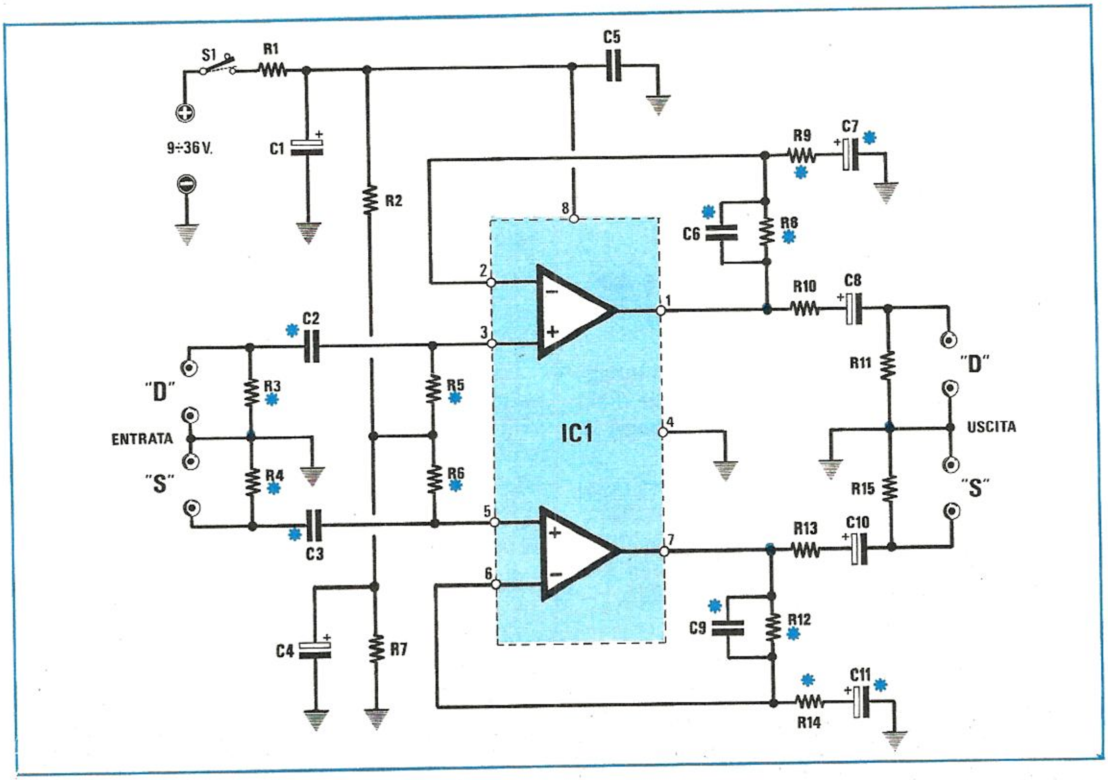
te, vi spiegheremo dettagliatamente quali valori potrete variare per modificare alcuni parametri, quali ad esempio il «guadagno», la frequenza di taglio sulla frequenza più bassa o su quella più alta.

Detto questo, possiamo passare alla fig. 1 dove é riportato lo schema elettrico di questo preamplificatore e, considerata la sua evidente semplicità, riteniamo superfluo dilungarci in particolareggiate spiegazioni.

Ci limitiamo perciò a dire che a sinistra sono presenti gli ingressi dei due canali e a destra le due uscite.

Il rettangolo colorato rappresenta l'integrato LS.4558, al cui interno sono presenti i due amplificatori operazionali che a noi interessano.

I numeri riportati ai bordi di questo rettangolo corrispondono alla numerazione dei piedini, come visibile in fig. 4.



stereo UNIVERSALE

Fig. 1 Schema elettrico del preamplificatore Stereo.

ELENCO COMPONENTI LX.797

R1 = 100 ohm 1/4 watt
R2 = 10.000 ohm 1/4 watt
R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
R4 = 100.000 ohm 1/4 watt
R5 = 100.000 ohm 1/4 watt
R6 = 100.000 ohm 1/4 watt
R7 = 10.000 ohm 1/4 watt
R8 = 100.000 ohm 1/4 watt
R9 = 10.000 ohm 1/4 watt
R10 = 330 ohm 1/4 watt
R11 = 100.000 ohm 1/4 watt
R12 = 100.000 ohm 1/4 watt
R13 = 330 ohm 1/4 watt
R14 = 10.000 ohm 1/4 watt
R15 = 100.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100 mF elettr. 35 volt
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 10 mF elettr. 25 volt
C5 = 100.000 pF poliestere
C6 = 10 pF a disco
C7 = 2,2 mF elettr. 63 volt
C8 = 10 mF elettr. 25 volt
C9 = 10 pF a disco
C10 = 10 mF elettr. 25 volt
C11 = 2,2 mF elettr. 63 volt
IC1 = LS.4558
S1 = interruttore

Le caratteristiche piú importanti di questo preamplificatore possono essere cosí reassunte:

Tensione lavoro .... da 9 a 36 volt
Corrente assorbita .... 4 - 5 mA.
Distorsione 0,03%
Max segnale ingresso .... 2,7 volt
Max segnale in uscita .... 25 Vpp
Impedenza ingresso .... 50.000 ohm
Impedenza d'uscita .... 300 ohm
Guadagno in tensione ..... 11 volte (3,5 dB)
Taglio frequenza minima.. 15 - 16 Hz
Taglio frequenza massima 159.000 Hz.

Se si desidera modificare qualche caratteristica, é possibile variare i valori delle resistenze e dei condensatori contrassegnati da un **asterisco** in colore.

Poiché i due stadi preamplificatori sono similari, negli esempi che vi proporremo, indicheremo i valori di UN solo stadio; é quindi ovvio che desiderando ottenere un circuito simmetrico per entrambi i canali, si dovrà variare anche l'altro.

GUADAGNO

Desiderando realizzare un preamplificatore con un «guadagno» minore o maggiore di quello da noi proposto, si dovrà modificare il valore di **R9** (R14 per l'altro canale).

La formula per ricavare il guadagno é la seguente:

Guadagno = 1 + (R8 : R9)

Attualmente, risultando **R8 = 100.000 ohm** e **R9 = 10.000 ohm** il circuito ha un guadagno pari a:

1 + (100.000 : 10.000) = 11 volte

Volendo aumentare il guadagno, si dovrà ridurre il valore di **R9**, infatti se in sostituzione della resistenza da **10.000 ohm** ne inseriamo una da **4.700 ohm**, otterremo un guadagno pari a:

1 + (100.000 : 4.700) = 22 volte

Il valore minimo a cui potremo scendere con R9 sarà di 3.300 ohm, cioé otterremo un guadagno massimo di circa 31,3 volte, pari a circa 30 dB.

IMPEDENZA D'INGRESSO

Per modificare l'impedenza d'ingresso occorre cambiare i valori di **R3** e **R5** (R4 e R6 per l'altro canale). La formula che ci darà il valore d'**impedenza** al variare di queste due resistenze é la seguente:

Z/in = (R3 x R5) : (R3 + R5)

Avendo utilizzato in questo circuito per **R3 = 100.000 ohm** e per **R5 = 100.000 ohm** (pari a 100 Kilom), avremo una impedenza pari a:

Z/in = (100 x 100) : (100 + 100) = 50 Kilohm

Per modificare il valore della impedenza d'ingresso conviene sempre mutare il valore della resistenza R3 e logicamente la R4 per l'altro canale.

FREQUENZA TAGLIO BASSO

Per variare questo parametro, cioé la «minima» frequenza che il preamplificatore é in grado di amplificare, occorre solo modificare i valori di **C2 - R5** (e C3-R6 per l'altro canale); la formula piú semplice da utilizzare per ottenere questo dato è la seguente:

Hz = 1.000 : (6,28 x mF x Kilohm)

Avendo nel circuito un **C2** da **100.000 pF** (pari a 0,1 microfarad) e una **R5** da **100.000 ohm** (pari a 100 Kilohm), l'attuale frequenza di taglio minima risulterà pari a:

1.000 : (6,28 x 0,1 x 100) = 15,9 Hz

Occorre far presente che al «taglio della frequenza minima» contribuiscono anche i valori di **R10** e **C8** (R14 e C11 per il secondo canale), cioé i valori di questi due componenti non devono permettere alla «frequenza minima» applicata sull'ingresso, di essere poi «tagliata» in uscita da questo «filtro». La formula da utilizzare per controllare questo dato é la seguente:

Hz = 1.000 : (6,28 x mF x Kilohm)

Avendo utilizzato per **R10** una resistenza da **10.000 ohm** (pari a 10 Kilohm) e per **C8** un condensatore elettrolitico da **2,2 microfarad**, avremo:

1.000 : (6,28 x 2,2 x 10) = 7,23 Hz

Pertanto possiamo essere certi che i 15 Hz da noi applicati in ingresso non risultano «tagliati» in uscita.

Per C8 si potrebbe anche utilizzare un condensatore da 1 microfarad, anziché da 2,2 microfarad in quanto:

1.000 : (6,28 x 1 x 10) = 15,9 Hz

però in questi calcoli non bisogna sottovalutare la **tolleranza** che hanno tutti gli elettrolitici (50 - 60%); pertanto, un condensatore elettrolitico siglato 1 microfarad, potrebbe in pratica risultare da 1 mF - 1,5 mF o da 0,4 mF. Se la capacità risultasse maggiore non avremmo problemi, ma se fosse inferiore ad esempio a 0,4 mF, allora le cose cambierebbero,

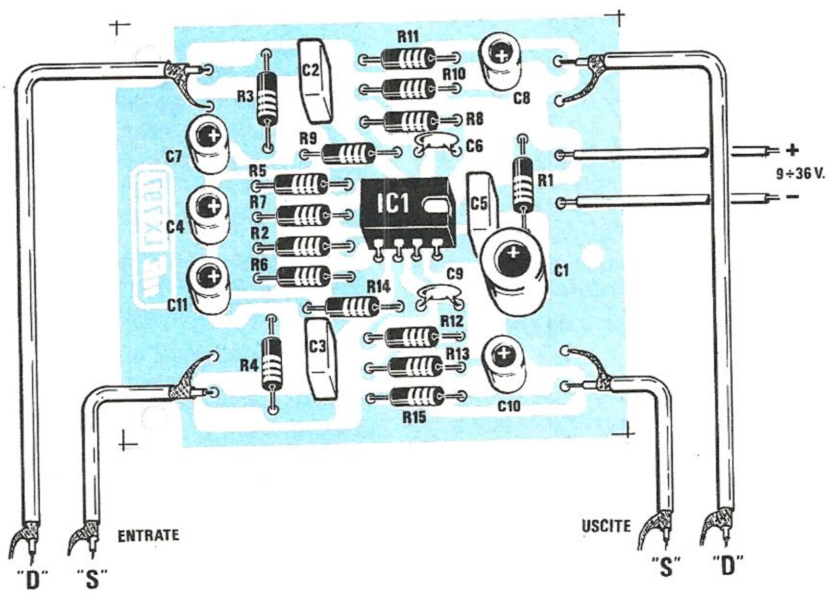
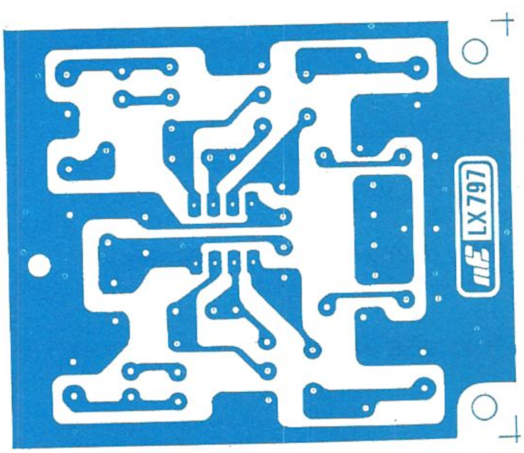


Fig. 2 Qui sopra, lo schema pratico di montaggio del preamplificatore Stereo.
Il circuito potrà essere alimentato con una qualsiasi tensione compresa tra i 9 e i 36 volt.

Fig. 3 A destra, il disegno a grandezza naturale del circuito stampato che, come vedesi, risulta siglato LX.797.



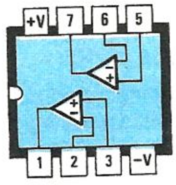


Fig. 4 Connessioni viste da sopra dell'integrato LM.4558. Questo integrato può risultare siglato anche LS.4558, oppure RC.4558. Si noti a sinistra la tacca di riferimento.

perché il preamplificatore «taglierebbe» tutte le frequenze sotto ai 40 Hz, infatti:

1.000 : (6,28 x 0,4 x 10) = 39,8 Hz

FREQUENZA TAGLIO ALTO

Per variare la «massima» frequenza superiore, cioé quella oltre alla quale il preamplificatore non riesce più ad amplificare, occorre solo modificare la capacità del condensatore **C6** (C9 per l'altro canale). La formula che ci indica la frequenza di taglio massima di tale preamplificatore é la seguente:

KHz = 1.000.000 : (6,28 x pF x R8 Kilohm)

Sapendo che la capacità di **C6** in tale circuito é di **10 pF** e risultando il valore di **R8** pari a **100.000 ohm** (cioé 100 Kilohm), la frequenza massima che questo preamplificatore riesce a raggiungere sarà pari a:

1.000.000 : (6,28 x 10 x 100) = 159 Kilohertz

cioé pari a **159.000 Hz**.

Riducendo il valore di questa capacità si riescono a raggiungere e a superare i 300.000 Hz, ma ciò non é consigliabile, anche perché queste frequenze risultano inudibili.

Occorre infine considerare che esistono delle capacità parassite che non riusciremo mai ad eliminare, per cui risulta difficile scendere sotto ai 6-7 picofarad.

Potrebbe invece risultare vantaggioso limitare la banda passante ai 100.000 Hz ed in questo caso potremmo utilizzare per C6 una capacità di 15 picofarad, infatti:

1.000.000 : (6,28 x 15 x 100) = 106 KHz

REALIZZAZIONE PRATICA

Inizierete il montaggio inserendo nel circuito stampato monofaccia siglato LX.797 visibile in fig. 3, lo zoccolo per l'integrato IC1, poi tutte le resistenze da 1/4 di watt, quindi i tre condensatori al poliestere da 100.000 pF e i due ceramici da 10 pF.

A questo punto potrete montare tutti i condensatori elettrolitici inserendo il terminale positivo nel foro indicato con un +, come visibile nello schema pratico di fig. 2.

Per collegare i cavetti schermati agli ingressi e alle uscite del circuito stampato e ai due fili di alimentazione, dovrete inserire nei fori indicati i terminali capifilo presenti nel kit, che ovviamente salderete sulle piste in rame del circuito stampato.

Terminato il montaggio, dovrete inserire l'integrato 4558 nello zoccolo, rivolgendo la tacca di riferimento verso il condensatore C5.

Questo integrato, a seconda della Casa costruttrice, può risultare siglato LS.4558 o RC.4558, può ancora essere privo della tacca a U visibile nello schema pratico e presentare al suo posto una piccola «o», in prossimità del piedino 1, che dovrà ovviamente risultare sempre rivolto verso C6, come vedesi nello schema pratico di fig. 2.

Questo circuito andrà necessariamente racchiuso entro un piccolo contenitore metallico, per evitare che capti del ronzio di alternata.

Non dimenticatevi di collegare al metallo della scatola il polo negativo di alimentazione, un'operazione questa non necessaria se utilizzerete delle viti in ferro o di ottone per fissare il circuito stampato al mobile, in quanto la vite posta nel foro in prossimità del condensatore elettrolitico C1 provvederà a collegare alla massa del mobile il negativo di alimentazione.

Ovviamente il circuito stampato andrà tenuto distanziato dal piano del mobile almeno di 5 - 6 millimetri, per evitare che un terminale troppo lungo, toccando il metallo, provochi un cortocircuito.

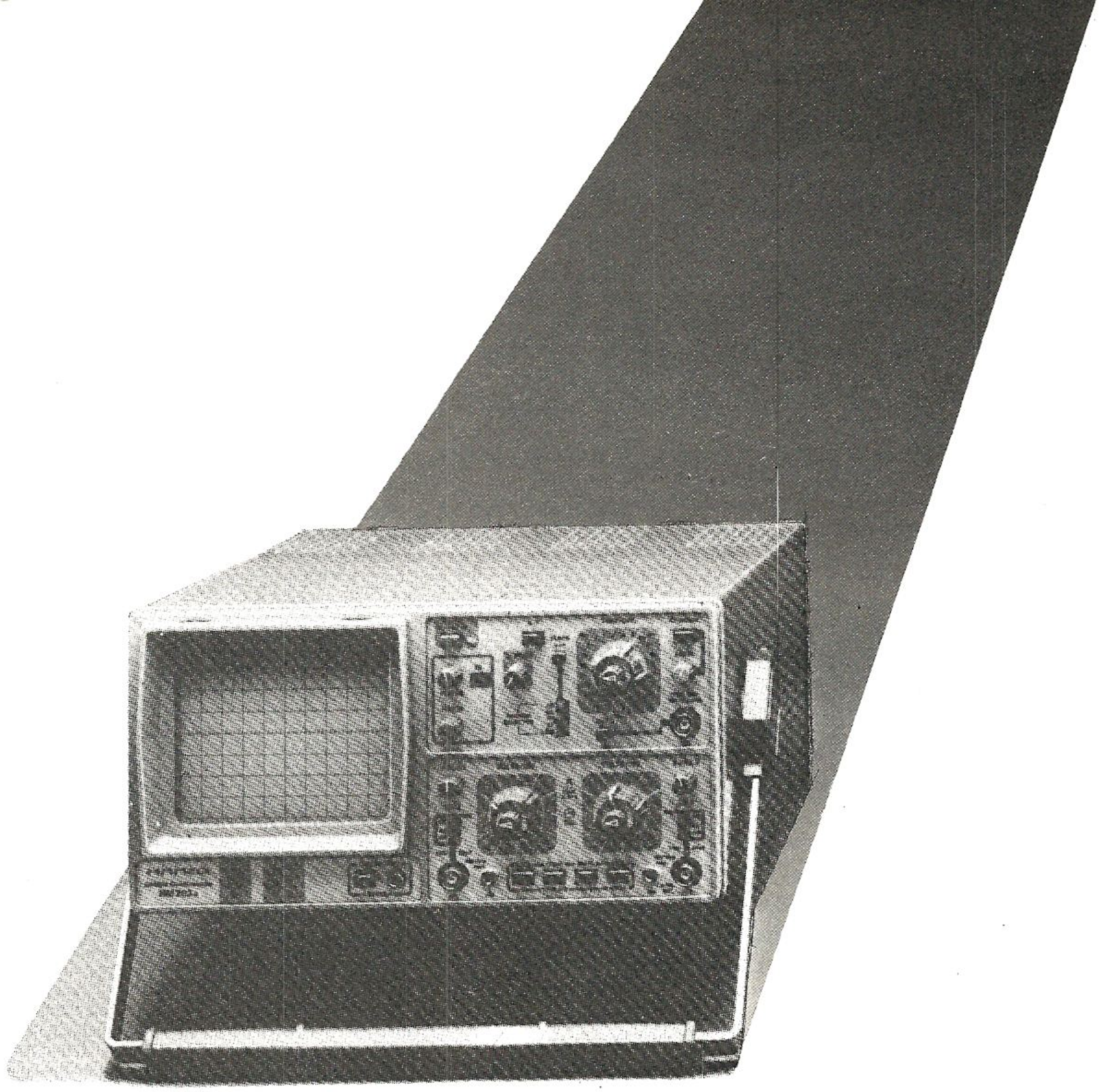
Per le boccole d'ingresso e di uscita dovrete utilizzare delle prese schermate di BF, che troverete nel kit, rammentando di saldare nelle rondelle di massa lo schermo della calza metallica del cavetto schermato di BF.

COSTO DI REALIZZAZIONE

Tutto il materiale necessario per la realizzazione di questo preamplificatore siglato LX.797, come visibile in fig. 2, con l'aggiunta di uno zoccolo per l'integrato LM.4558 ....L. 8.500

Il solo circuito stampato LX.797 ......L. 1.500

Nei prezzi sopraindicati non sono incluse le spese postali di spedizione a domicilio.



Tanti e tanti sono i progetti che ci chiedete di pubblicare sulla rivista e qui possiamo assicurarvi che, un pò per volta, dopo avere studiato le possibili soluzioni, averli montati e collaudati, ve li presenteremo.

Oggi, ad esempio, vi proponiamo uno strumento da laboratorio chiamato «sweep-marker», cioè un oscillatore sweeppato che vi permetterà di vedere sullo schermo dell'oscilloscopio le curve di risposta di una qualsiasi Media Frequenza e di un filtro ceramico che lavori nella gamma compresa tra i 6 e i 14 MHz.

La scelta di questa gamma non è casuale, infatti sui 9 MHz abbiamo molte MF di ricevitori professionali per radioamatori, sui 10,7 MHz abbiamo le MF standard di ricevitori in FM.

Lo schema che vi presentiamo, una volta compreso il suo principio di funzionamento, lo potrete facilmente modificare per adattarlo su altre frequenze, ad esempio sui 455 MHz (un tale progetto è già apparso nel n. 93 della rivista con la sigla LX.603), sui 30 MHz, ecc.

Infatti quello che spesso manca ad un lettore progettista è un affidabile «schema base» di partenza, in cui siano indicati i componenti che occorre sostituire per poterlo modificare e quindi adattare a qualsiasi altra diversa esigenza.

Prima di passare allo schema elettrico vi presentiamo in fig. 2 lo schema a blocchi di uno Sweep-Marker, in modo che possiate subito comprendere la funzione svolta dai diversi stadi.

Partendo da sinistra incontriamo il **generatore**

UNO SWEEP MARKER

Uno sweep-marker idoneo a coprire una gamma compresa tra i 6 e i 14 MHz, che, con poche modifiche, potrà essere adattato ad altre frequenze. Con questo circuito potrete tarare qualsiasi MF che rientri in tale gamma e controllare la curva di risposta di un qualsiasi filtro ceramico.

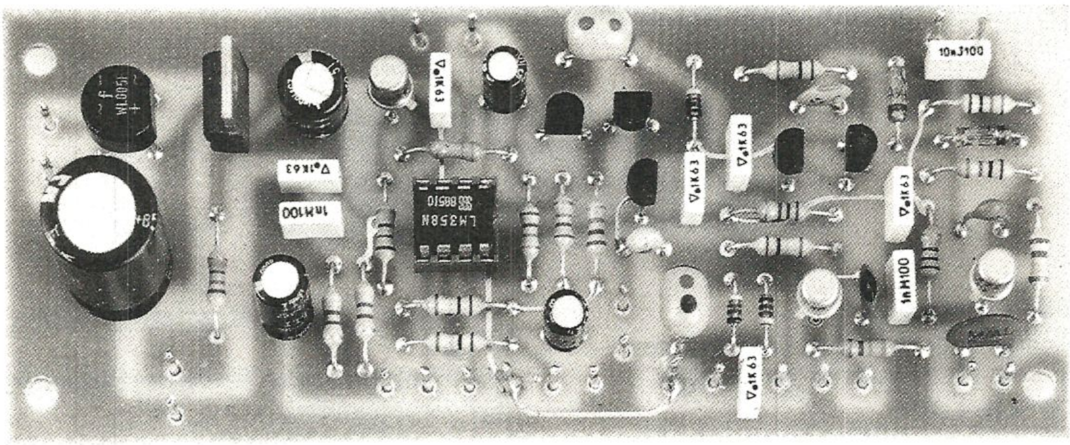


Fig. 1 Il circuito stampato impiegato per tale realizzazione é un doppia faccia a fori metallizzati. Facciamo presente che gli stampati che utilizziamo per i nostri primi esemplari sono tutti privi di disegno serigrafico, perché questo viene riportato solo a collaudo completato.



da 6 a 14 MEGAHERTZ

di rampa, cioè un oscillatore a dente di sega che lavora su una frequenza di circa 20 Hertz.

Questa frequenza, oltre a raggiungere il secondo stadio «sommatore», verrà pure utilizzata sull'asse X dell'oscilloscopio, cioè per l'ingresso ORIZZONTALE.

Lo stadio **sommatore** ci serve per sovrapporre alla tensione da applicare ai diodi varicap della SINTONIA, quella generata dall'oscillatore a dente di sega, quest'ultima necessaria a SWEEPPARE la frequenza del VFO in modo da ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio la curva caratteristica del circuito sotto esame.

Sullo stadio SOMMATORE sono presenti due potenziometri, uno dei quali servirà per SINTONIZZARE il VFO sulla frequenza di lavoro della MF o FILTRO CERAMICO da controllare e l'altro, per controllare lo SWEEP, cioè per allargare o restringere la gamma di frequenza in uscita, in pratica, per definire la minima e la massima frequenza generate dal VFO.

Il terzo stadio presente in questo schema a blocchi è un normale **VFO** (oscillatore a frequenza variabile), che potremo sintonizzare da un minimo di 6 MHz ad un massimo di 14 MHz modificando la tensione sui due diodi varicap applicati in parallelo alla bobina oscillatrice.

Il segnale AF generato dal VFO passerà così sullo stadio di uscita, indicato con **BUFFER**, entro al quale giunge pure il segnale dell'oscillatore Marker.

Questo stadio **oscillatore Marker** ci serve per inserire una «frequenza di riferimento» nella curva di risposta, utile per vedere se la frequenza centrale della curva risulta sintonizzata esattamente sul centro gamma da noi desiderata.

In pratica, in questo oscillatore «marker», dovremo inserire un quarzo che risulti pari alla frequenza della taratura, cioè, se dobbiamo tarare una MF a 10,7 MHz dovremo scegliere un qualsiasi quarzo sui 10,7 MHz, se invece dobbiamo tarare una MF sui 9 MHz, per avere il Marker dovremo scegliere un quarzo da 9 MHz.

L'uscita dello stadio Buffer andrà collegata all'INGRESSO del circuito da tarare e dall'uscita di tale circuito il segnale verrà prelevato per essere applicato sull'ingresso dell'ultimo stadio presente in tale circuito, indicato come **RETTIFICATORE**.

Da questo stadio si preleverà il segnale raddrizzato, che verrà poi applicato sull'asse Y dell'oscilloscopio, cioè sull'ingresso VERTICALE.

A questo punto, sapendo quali sono le funzioni svolte dai singoli «blocchi» riportati in fig. 2, vediamo brevemente come si forma la curva di risposta sullo schermo dell'oscilloscopio.

Per prima cosa dobbiamo specificare che l'oscilloscopio verrà utilizzato in un modo particolare, cioè con **funzionamento X-Y.**

Tutti gli oscilloscopi dispongono di tale comando che, se utilizzato, «spegne» la traccia di scansione

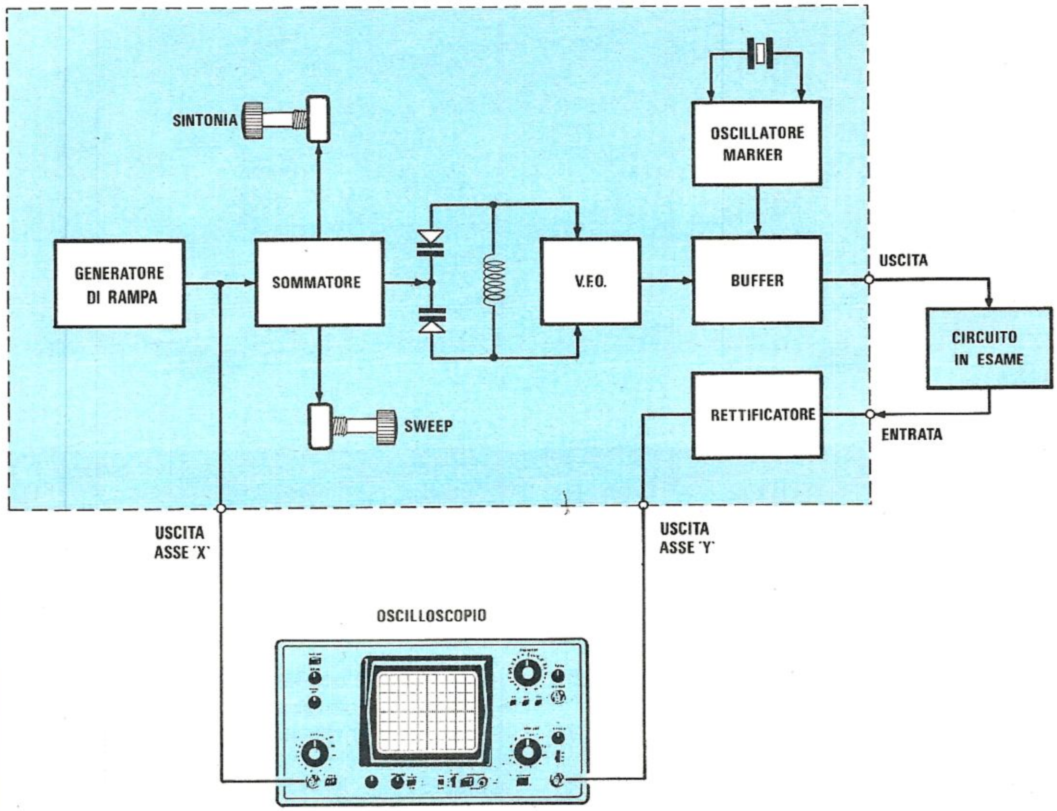
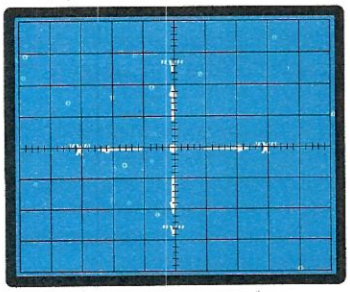


Fig. 2 In questo schema a blocchi possiamo osservare come lo Sweep-Marker sia composto da un Generatore di Rampa, un Sommatore, un Oscillatore VFO, un Buffer ed un Rettificatore. L'oscillatore Marker, come vedremo, si può sostituire con un generatore esterno di AF.

Fig. 3 Quando useremo l'oscilloscopio con questo Sweep-Marker, dovremo ruotare la manopola o il deviatore, che ci farà apparire sullo schermo un «solo» punto luminoso. Ruotando la manopola del Verticale (asse Y), il puntino si sposterà in verticale, ruotando quella dell'Orizzontale (asse X), il puntino si sposterà in orizzontale.



sullo schermo, ottenendo al suo posto, un solo «puntino» luminoso (vedi fig. 3).

Agendo sulla manopola contraddistinta da una «X» vedrete il puntino muoversi ORIZZONTALMENTE (cioè sull'asse X), mentre agendo sul comando «Y» lo vedrete spostarsi VERTICALMENTE (cioè sull'asse Y).

Questo spostamento manuale, lo possiamo convertire in «automatico», applicando una qualunque tensione sugli ingressi «X» ed «Y» dell'oscilloscopio; cosí, se con una tensione di 0 volt sull'ingresso «X» il puntino si troverà posizionato sulla sinistra dello schermo, aumentando tale tensione questo si sposterà verso destra fino a portarsi, ad esempio con 5 volt, sul lato destro dello schermo.

Analogamente accadrà per lo spostamento VERTICALE e cioè con una tensione di 0 volt sull'ingresso «Y» il puntino luminoso risulterà posizionato in basso, aumentando tale tensione lo vedrete salire fino a portarsi, ad esempio con 10 volt, sul bordo alto dello schermo.

Applicando contemporaneamente due tensioni, una sull'ingresso dell'asse X e l'altra sull'ingresso dell'asse Y, potremo «muovere» il puntino su tutta la superficie dello schermo dell'oscilloscopio e se tale spostamento avverrà velocemente, il nostro occhio vedrà una traccia continua.

Il circuito dello sweep sfrutta proprio questa caratteristica ed infatti, tornando allo schema a blocchi dello sweep, risulterà facile capire perchè il segnale a dente di sega prelevato dal «generatore di rampa» viene applicato all'ingresso X dell'oscilloscopio, infatti, questo segnale ci sarà utile per spostare orizzontalmente il «punto» luminoso da sinistra verso destra man mano che la tensione dell'onda a «dente di sega» aumenterà, per poi ritornare nuovamente sulla sinistra, quando la successiva onda ripartirà da 0 volt.

Poichè questa stessa tensione giungerà anche sull'ingresso dell'oscillatore variabile (vedi VFO) contenuto all'interno dello sweep, la scansione orizzontale dell'oscilloscopio risulterà automaticamente «sincronizzata» con la «spazzolata» di frequenza generata da tale oscillatore e quindi ad ogni quadretto, sullo schermo dell'oscilloscopio corrisponderà una determinata frequenza del VFO.

Il segnale del VFO, attraverso il Buffer di uscita, verrà poi applicato all'ingresso del circuito in esame e da questo, attraverso il circuito del rettificatore, giungerà sull'ingresso Y dell'oscilloscopio; cosí facendo, il «punto» luminoso che percorreva lo schermo da sinistra verso destra verrà ora deviato più o meno verso l'alto, in funzione della tensione fornita dallo stadio «rettificatore».

Sullo schermo dell'oscilloscopio avremo perciò un grafico che rappresenterà esattamente, punto per punto, la risposta in frequenza del circuito sotto test.

SCHEMA ELETTRICO

Compreso il funzionamento di un generatore Sweep-Marker, possiamo ora passare allo schema elettrico riportato in fig. 4.

Come si può notare, questo risulta molto più semplice di quanto potevate supporre, infatti, per la sua realizzazione occorrono:

un solo integrato tipo LM.358, due fet MPF.102, un transistor unigiunzione 2N.2646, un transistor PNP tipo BC.328 e due transistor NPN tipo 2N.2222.

Come nello schema a blocchi, inizieremo la descrizione dallo stadio «generatore di rampa», cioè dall'oscillatore a rilassamento ottenuto con un transistor unigiunzione siglato UJT1 e una sezione dell'integrato LM.358 che abbiamo siglato IC1/A.

Sul piedino di uscita 1 di questo integrato (vedi IC1/A) potremo prelevare un segnale a dente di sega con una ampiezza di 10 volt a bassissima frequenza, cioè a 20 Hz circa.

Tale frequenza, tramite il potenziometro R8, raggiungerà il connettore BNC siglato «uscita asse X», che collegheremo, tramite un cavetto coassiale, all'ingresso ORIZZONTALE dell'oscilloscopio.

Tramite la resistenza R9 ed il condensatore C10 questo stesso segnale raggiungerà un secondo potenziometro siglato R12 ed indicato «SWEEP», che ci servirà per variare la larghezza dello spazzolamento.

Infatti più tensione applichiamo all'ingresso non invertente di IC1/B (piedino 5), maggiori risulteranno le variazioni in tensione che faremo giungere sui diodi varicap DV1 e DV2, quindi più ampia risulterà la differenza fra la frequenza minima e quella massima generata dal VFO.

Il terzo potenziometro siglato R10 ed indicato «SINTONIA», verrà utilizzato per variare la tensione sull'ingresso invertente di IC1/B (vedi piedino 6).

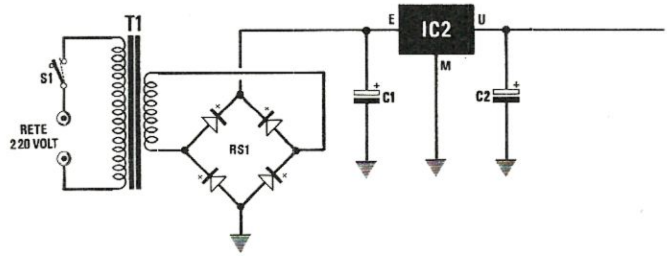
Ruotando da un estremo all'altro questo potenziometro varieremo, indipendentemente dallo «sweep», la tensione sui due diodi varicap DV1 e DV2, pertanto questo potenziometro ci permetterà di sintonizzarci esattamente sulla frequenza desiderata, partendo da un minimo di 6 MHz fino ad un massimo di 14 MHz circa.

Questa gamma da noi prescelta, dipende logicamente dal valore dell'induttanza L1 e dalla capacità minima e massima dei singoli diodi varicap. L'induttanza inserita in tale progetto, come potrete notare, è una comune impedenza JAF a 2,2 microhenry.

Nulla ci vieta di sostituire questa impedenza JAF con una normale bobina provvista di nucleo ferromagnetico di taratura, anzi questa modifica risulterà indispensabile se decidessimo di modificare questo sweep per una gamma di frequenza più bassa.

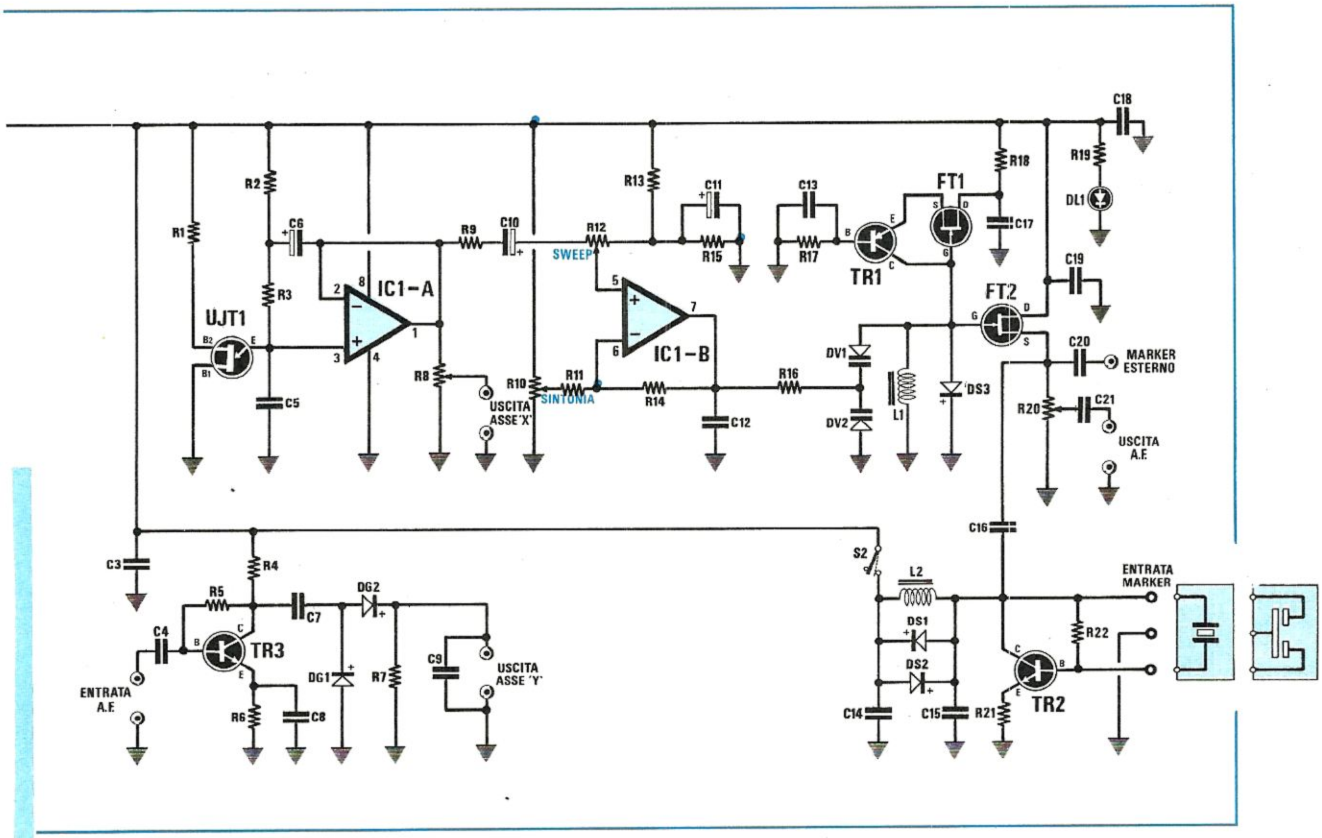
Per abbassare leggermente la frequenza senza dover sostituire la L1 cosí da portarla ad esempio

Fig. 4 Schema elettrico completo dello Sweep-Marker. Nell'ingresso Marker (vedi TR2), inseriremo un filtro ceramico o quarzo, tagliato per la frequenza di campionamento.



ELENCO COMPONENTI LX.795

R1 = 150 ohm 1/4 watt
R2 = 22.000 ohm 1/4 watt
R3 = 330.000 ohm 1/4 watt
R4 = 1.000 ohm 1/4 watt
R5 = 220.000 ohm 1/4 watt
R6 = 100 ohm 1/4 watt
R7 = 10.000 ohm 1/4 watt
R8 = 100.000 ohm pot. lin.
R9 = 22.000 ohm 1/4 watt
R10 = 4.700 ohm pot. lin.
R11 = 100.000 ohm 1/4 watt
R12 = 100.000 ohm pot. lin.
R13 = 4.700 ohm 1/4 watt
R14 = 100.000 ohm 1/4 watt
R15 = 4.700 ohm 1/4 watt
R16 = 56.000 ohm 1/4 watt
R17 = 100.000 ohm 1/4 watt
R18 = 100 ohm 1/4 watt
R19 = 680 ohm 1/4 watt
R20 = 1.000 ohm pot. lin.
R21 = 330 ohm 1/4 watt
R22 = 100.000 ohm 1/4 watt
C1 = 1.000 mF elettr. 25 volt
C2 = 100 mF elettr. 25 volt
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 56 pF a disco
C5 = 100.000 pF poliestere
C6 = 10 mF elettr. 25 volt
C7 = 1.000 pF a disco
C8 = 1.000 pF poliestere
C9 = 10.000 pF poliestere
C10 = 10 mF elettr. 25 volt
C11 = 47 mF elettr. 25 volt
C12 = 1.000 pF poliestere
C13 = 47 pF a disco
C14 = 100.000 pF poliestere
C15 = 18 pF a disco
C16 = 4,7 pF a disco
C17 = 100.000 pF poliestere
C18 = 100.000 pF poliestere
C19 = 100.000 pF poliestere
C20 = 4,7 pF a disco
C21 = 1.000 pF a disco
DS1 = diodo 1N.4150
DS2 = diodo 1N.4150
DS3 = diodo 1N.4150
DG1 = diodo AA.117
DG2 = diodo AA.117
DV1 = diodo varicap MVAM 115
DV2 = diodo varicap MVAM 115
DL1 = diodo led
L1 = impedenza 2,2 microhenry
L2 = impedenza 18 microhenry
TR1 = PNP tipo BC.328
TR2 = NPN tipo 2N.2222
TR3 = NPN tipo 2N.2222
FT1 = FET tipo MPF.102
FT2 = FET tipo MPF.102
UJT1 = unigiunzione tipo 2N.2646 o 2N.2647
IC1 = LM.358
IC2 = UA.7812
RS1 = ponte raddrizz. 100 volt 1 amper
T1 = trasformatore prim. 220 volt
sec. 15 volt 0,5 amper (n. TN01.22)
S1 = interruttore
S2 = interruttore



da 4 a 12 MHz, sarà sufficiente applicare in parallelo alla L1 un piccolo compensatore da 3-15 pF, oppure anche inserire un piccolo condensatore ceramico di capacità fissa.

Lo stadio oscillatore prescelto per questo progetto utilizza un transistor ed un fet (vedi TR1 e FT1) in una configurazione un pò atipica che, rispetto ad altri oscillatori, presenta il vantaggio di risultare molto stabile e di oscillare con qualsiasi tipo di bobina e su qualsiasi frequenza.

Il secondo fet siglato FT2, che, in fig. 2, abbiamo indicato come «Stadio BUFFER», servirà in pratica come stadio separatore, per ottenere in uscita un segnale AF a bassa impedenza.

Dal potenziometro R20 da 1.000 ohm, collegato tra il source e la massa, potremo prelevare il segnale AF, con un'ampiezza massima di **1 volt picco-picco**, da applicare sull'ingresso del circuito da controllare o tarare.

Come vedesi in fig. 4, sul source del fet FT2, attraverso il condensatore C16 da 4,7 pF, giunge anche il segnale proveniente dal collettore del transistor TR2.

In pratica, senza questo oscillatore marker, sullo schermo apparirà sempre la nostra curva caratteristica (vedi fig. 5), ma logicamente non potremo essere certi che la sommità della curva risulti perfettamente «centrata» sulla frequenza desiderata.

Nel caso di una MF a 10,7 MHz potremmo benissimo tararla sui 10,4 MHz, oppure sui 10,9 MHz ed è proprio per evitare questo errore che ci serve questo «stadio Marker».

Applicando un quarzo da 10,7 MHz su tale stadio (oppure un filtro ceramico a quarzo che dispone di tre piedini, in uscita ci ritroveremo sommata alla frequenza di sweep, la frequenza fissa di 10,7 MHz,cioé vedremo sulla curva una «indicazione» (vedi fig. 6), che ci permetterà di stabilire se la sommità della curva risulta centrata su tale frequenza.

Se risulta spostata a destra o a sinistra (vedi fig. 6 e 7), dovremo ruotare i nuclei delle MF per centrare tale frequenza (vedi fig. 8).

Facciamo presente che questo stadio oscillatore è idoneo a far oscillare qualsiasi quarzo o filtro ceramico da 5 a 15 MHz.

Per modificare la frequenza di lavoro di questo stadio marker, occorrerà sostituire la bobina L2 e modificare la capacità del condensatore C15.

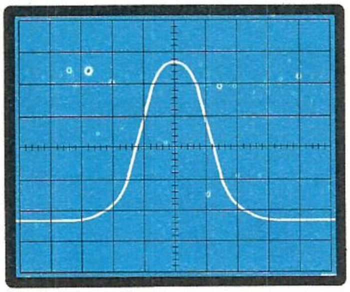


Fig. 5 Senza l'oscillatore Marker sullo schermo dell'oscilloscopio vedremo apparire la nostra curva, ma non sapremo se siamo esattamente in frequenza.

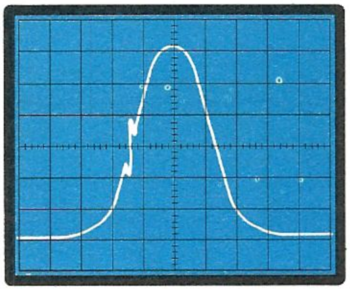


Fig. 6 Inserendo il Marker nella curva, vedremo una «deformazione» che ci indicherà dove risulta posizionata la frequenza generata dall'oscillatore interno.

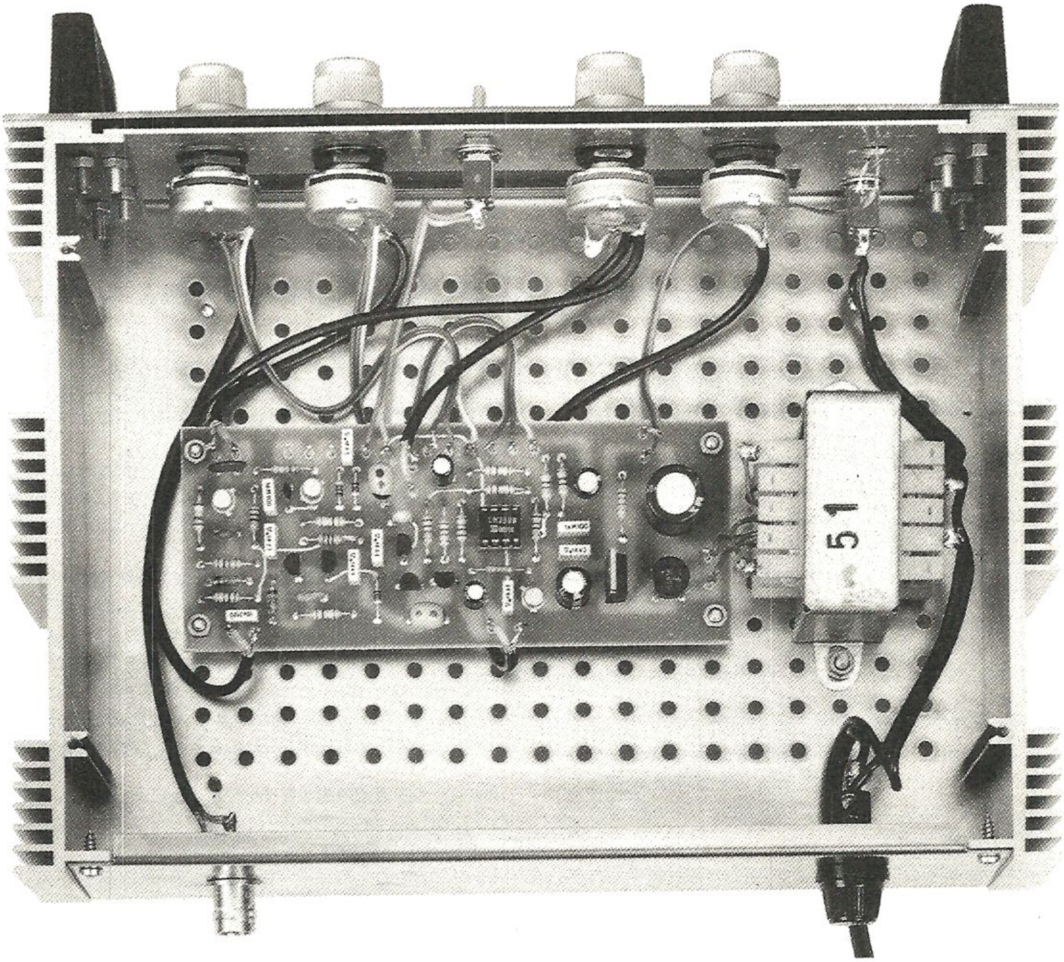


Fig. 9 In questa foto possiamo vedere la posizione del circuito stampato, del trasformatore siglato N. 51 o TN01.22 e dei potenziometri, all'interno del mobile.

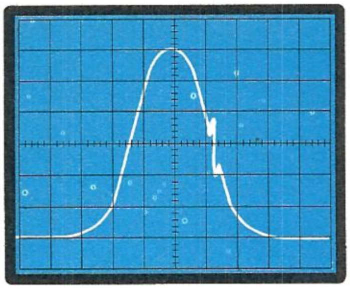


Fig. 7 Se la «frequenza marker» si trova più spostata sulla sinistra (vedi fig. 6) o sulla destra (vedi fig. 7), significa che la MF non risulta ben tarata.

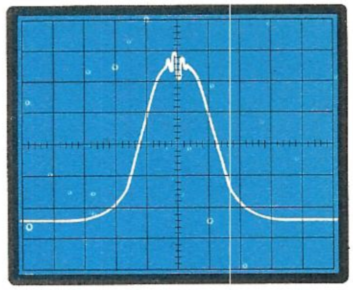


Fig. 8 Per tarare in modo perfetto uno stadio di MF, la «frequenza marker» deve sempre trovarsi centrata sulla sommità della curva.

In sostituzione di questo stadio oscillatore, potremo pure utilizzare come MARKER un qualsiasi GENERATORE AF, collegando la sua uscita al condensatore C20 collegato al source del fet FT2.

Se possedete un GENERATORE ben tarato, potrete anche determinare con estrema facilità la larghezza di banda della MF (leggere a tale proposito l'articolo IL GENERATORE di FUNZIONI si usa COSÍ pubblicato nel n. 108/109 della rivista).

Infatti, conoscendo l'ampiezza massima della sommità della curva, sarà sufficiente ruotare la sintonia del GENERATORE AF fino a portare la frequenza del «marker» a METÁ ampiezza.

Ammettendo che per una media frequenza di 10,7 MHz la sommità della curva riesca a raggiungere i 6 quadretti in verticale (vedi fig. 10), dovrete ruotare la sintonia del GENERATORE AF fino a portare il «marker» in corrispondenza dei 3 quadretti in verticale (vedi fig. 11) sia sul lato sinistro che su quello destro della curva.

Ammesso che questi due «punti» si ottengano con una frequenza di 10,6 MHz e 10,8 MHz, potremo affermare che questa MF a 3 dB ha una larghezza di banda pari a:

10,8 - 10,6 = 200 KHz.

Sempre ricordando l'articolo sull'uso del generatore di funzioni, sarà possibile calcolare anche, in modo molto semplice il «Q», cioè il «fattore di merito» della MF sotto esame, che, nell'esempio fatto, risulterà di:

10,7 : 0,2 = Q 53,5

L'ultimo stadio necessario a completare questo «sweep-marker» è il RETTIFICATORE, che, come vedesi in fig. 4, è composto da un transistor NPN siglato TR3, più due diodi raddrizzatori al germanio siglati DG1 e DG2.

Senza questo stadio, se applicassimo direttamente sull'ingresso dell'oscilloscopio il segnale presente sull'uscita dell'apparato che stiamo tarando, sullo schermo ci apparirebbe una doppia curva come visibile in fig. 12.

Interponendo tra l'uscita dell'apparato e l'ingresso dell'oscilloscopio questo RETTIFICATORE, vedremo invece una curva come riportato in fig. 13.

Tutto il circuito «sweep-marker» funziona con una tensione stabilizzata di 12 volt e, poichè la corrente assorbita non supera i 28-30 milliamper, ci servirà un semplice alimentatore composto da un trasformatore da 5-10 watt, che eroghi sul secondario 15 volt 0,5 amper, un normale ponte raddrizzatore ed un integrato stabilizzatore tipo uA.7812.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato da utilizzare per questa realizzazione, è una doppia faccia con fori metallizzati, siglato LX.795.

Vi consigliamo di iniziare il montaggio saldando subito lo zoccolo per l'integrato LM.358 e, terminata questa semplice operazione, di inserire tutte le resistenze, poi i tre diodi al silicio a bassa perdita tipo 1N.4150, che potrete sostituire anche con dei BAY71, infine i due diodi al germanio AA117, cercando di collocarli secondo la giusta polarità.

Come vedesi nello schema pratico di fig. 14, su una sola estremità di questi diodi è presente una stretta fascia colorata, normalmente in «nero» per gli AA117 e «gialla» per gli 1N4150, che dovrete rivolgere esattamente come indicato in tale disegno.

Passerete quindi ai condensatori ceramici, poi ai poliestere in miniatura, e, poichè sull'involucro di questi troverete impressi dei numeri ben diversi da quelli indicati nella lista componenti, per non sbagliare vi indichiamo le loro equivalenze:

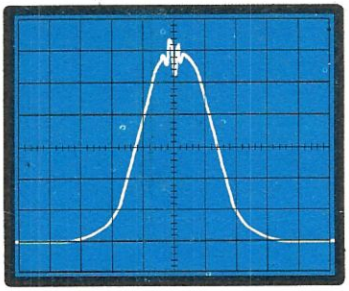


Fig. 10 Tarata la MF, ne potremo conoscere la larghezza di banda ed il Q, contando quanti sono i quadretti in verticale raggiunti dalla sommità della curva.

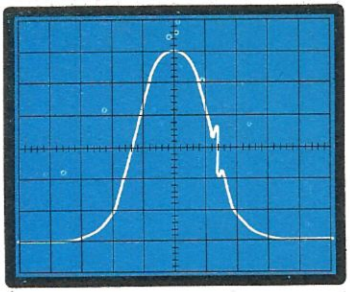


Fig. 11 Spostando la sintonia del generatore AF (esterno), dovremo cercare di portare il «marker» a metà altezza e, con questi due dati, potremo conoscere il Q.

1.000 pF è scritto 1n oppure .001
10.000 pF è scritto 10n oppure .01
100.000 pF è scritto .1

Nelle posizioni indicate inserirete le due impedenze JAF, che abbiamo riportato nello schema elettrico con la sigla L1 e L2.

Per non sbagliare, specifichiamo che la L1 presenta sul corpo due punti colorati in ROSSO seguiti da una macchia laterale di colore ORO, mentre la bobina L2 presenta sul corpo un punto MARRONE, seguito da uno GRIGIO e da una macchia laterale NERA.

A questo punto potrete inserire tutti i transistor, i fet e i due diodi varicap DV1 e DV2, che dispongono di un corpo similare ai fet, con la sola differenza di possedere due terminali anzichè tre.

Inserendo questi componenti, controllate che la parte piatta del loro corpo risulti rivolta come visibile nello schema pratico di fig. 14.

Per quanto riguarda il transistor 2N.2222 risultando il suo corpo metallico, dovrete ricordarvi di rivolgere la piccola sporgenza presente sul suo involucro come risulta visibile nello stesso schema pratico.

Vogliamo qui precisare che l'unigiunzione 2N.2646 (sostituibile anche con altri tipi, come DE544 - 2N2647), non sempre si trova in contenitore metallico, anzi sempre più spesso viene costruito in contenitore plastico, del tipo a mezzaluna (cioè come i fet), pertanto in fig. 15 abbiamo ritenuto opportuno riportate le due diverse zoccolature, viste da sotto, cioè dal lato in cui i piedini fuoriescono dal corpo.

Se nel kit troverete questa unigiunzione in contenitore plastico, la parte piatta del corpo la dovrete rivolgere verso l'integrato IC1.

Ora non vi rimane che inserire tutti i condensatori elettrolitici, rispettando la polarità dei due ter-

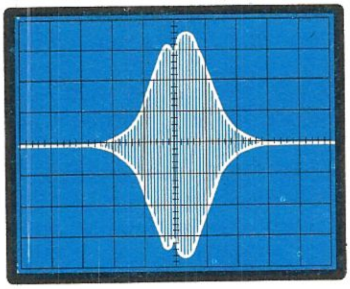


Fig. 12 Non utilizzando il «rettificatore» posto all'interno del nostro Sweep-Marker, sullo schermo dell'oscilloscopio apparirà sempre una doppia curva.

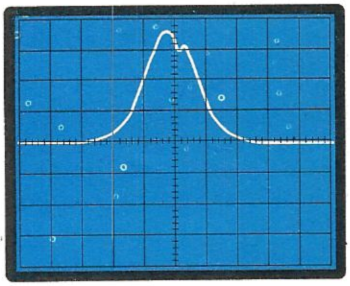


Fig. 13 Se inseriremo il segnale prelevato dalla MF (vedi fig. 24) nell'ingresso del «rettificatore», ci apparirà una curva totalmente rettificata.

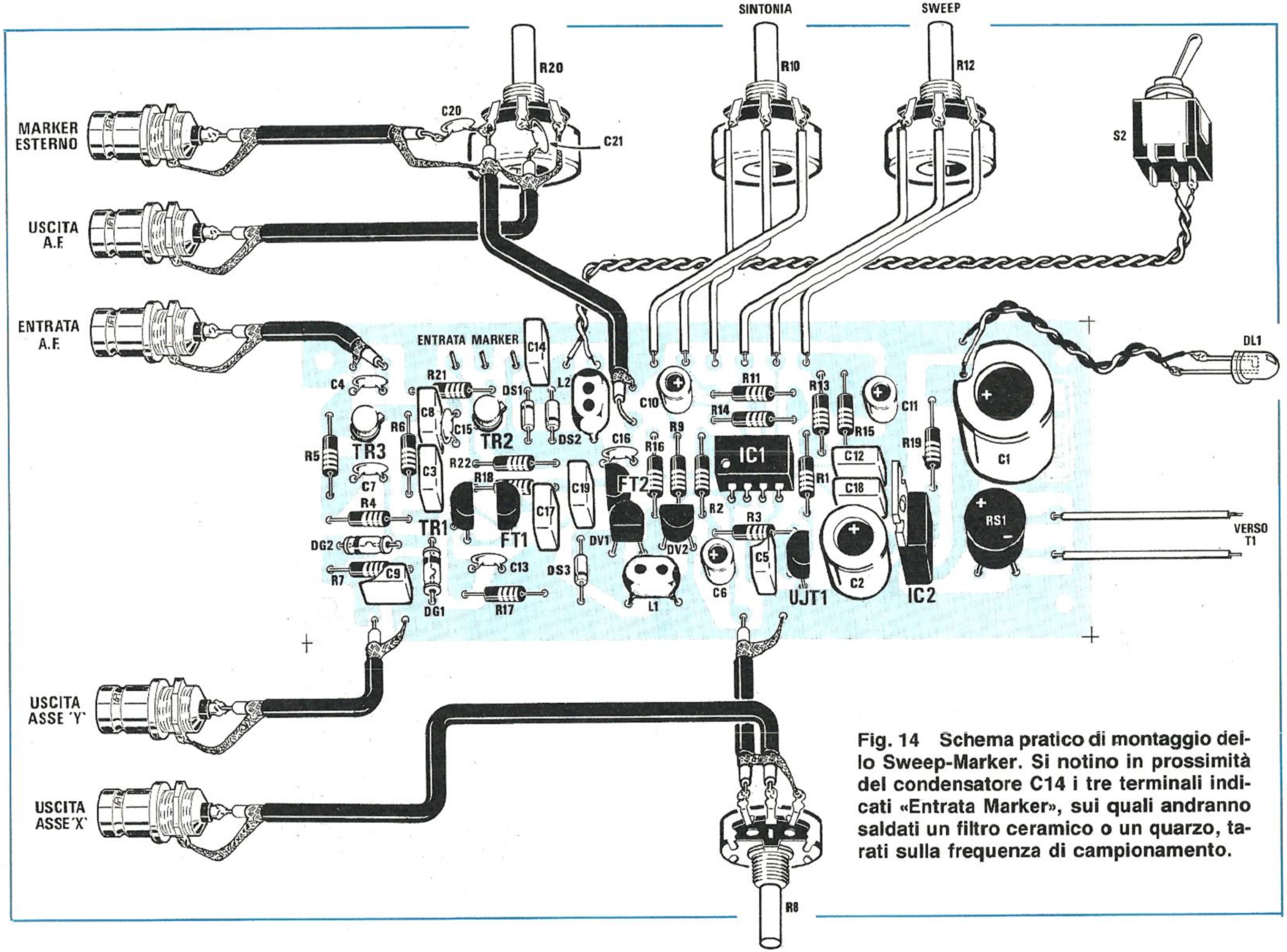


Fig. 14 Schema pratico di montaggio dello Sweep-Marker. Si notino in prossimità del condensatore C14 i tre terminali indicati «Entrata Marker», sui quali andranno saldati un filtro ceramico o un quarzo, tarati sulla frequenza di campionamento.

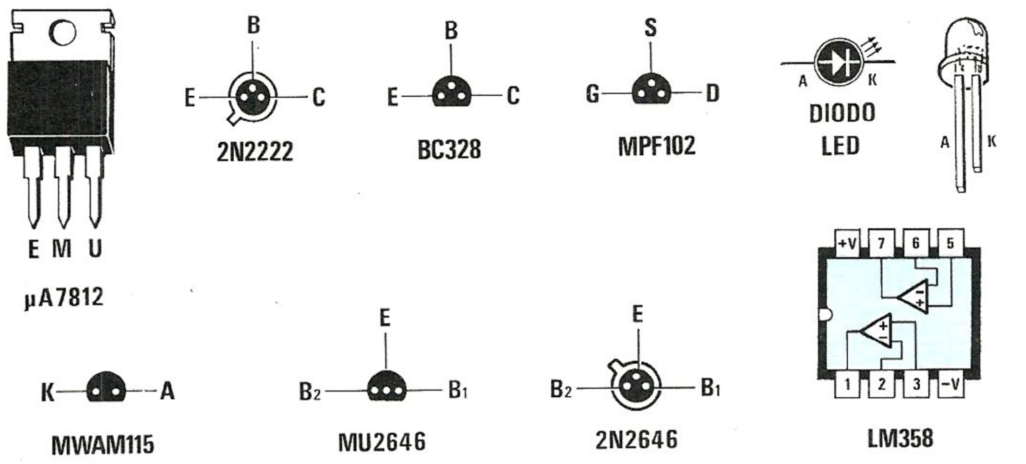


Fig. 15 Connessioni dei semiconduttori impiegati in questo progetto.

minali, poi il ponte raddrizzatore, rivolgendo i due terminali AC verso il secondario del trasformatore T1, infine l'integrato stabilizzatore uA.7812 con l'aletta metallica rivolta come riportato nel disegno.

Non dimenticatevi di inserire nello zoccolo l'integrato LM.358, rivolgendo il «piccolo punto» presente su un solo lato del corpo verso R2.

A questo punto, possiamo parlare del quarzo o filtro ceramico da utilizzare per l'oscillatore «marker».

Poichè la frequenza che utilizzerà l'hobbista sarà UNA SOLA, conviene saldare direttamente sui terminali presenti nel circuito stampato il quarzo necessario.

Non potendo conoscere su quale frequenza desiderate questo «marker» e non potendo inserire nel kit una infinità di quarzi, che andrebbero tutti pagati, anche se ne utilizzate UNO solo, vi daremo delle utili indicazioni per risolvere senza alcuna difficoltà questo problema.

Se vi serve una frequenza «marker» da 9 MHz, dovrete inserire tra la base e il collettore di TR2 (vedi i due terminali esterni presenti sul circuito stampato), un quarzo da 9 MHz.

Non trovandolo, potreste utilizzare anche un quarzo CB che risulti esattamente tagliato sui 27.000 KHz, infatti questi quarzi CB sono in terza armonica, quindi la frequenza fondamentale risulta pari a:

27.000 : 3 = 9.000 KHz

Per la frequenza di 10,7 MHz potrete utilizzare un qualsiasi filtro ceramico dotato di questa esatta frequenza. Poichè questi filtri dispongono di tre piedini (il centrale è il filo di massa), li salderete direttamente sui tre terminali presenti sul circuito stampato.

Lo schema elettrico di fig. 4 potrà aiutarvi a comprendere come questo filtro dovrà venire collegato all'oscillatore «marker».

Come già precisato, questo oscillatore marker può essere sostituito da un qualsiasi GENERATORE AF esterno (vedi BNC per Marker Esterno), purchè disponga di una scala graduata molto precisa. Se possedete un frequenzimetro digitale, potrete sempre controllare la frequenza presente in uscita dal GENERATORE AF.

FISSAGGIO ENTRO IL MOBILE

Questo progetto andrà racchiuso entro un mobile metallico, per evitare che il circuito irradi all'esterno dei segnali AF.

Sul pannello frontale dovrete fissare tutti i potenziometri di comando, non senza aver prima accorciato i perni, in modo da non avere, a montaggio ultimato, delle manopole troppo distanziate dal pannello o cosí ravvicinate da segnare la vernice o la serigrafia.

Sempre sul pannello anteriore dovrete fissare i quattro BNC, due dei quali vi serviranno per le uscite X - Y dell'oscilloscopio e due per l'uscita SEGNALE AF e per l'ingresso dello stadio RETTIFICATORE, un altro BNC vi servirà per inserire il segnale AF prelevato da un GENERATORE AF esterno, nell'eventualità in cui non riterrete opportuno usare l'oscillatore Marker interno.

Sotto il diodo di fissaggio dei BNC sarà utile applicare un anello di filo di rame nudo, per avere la

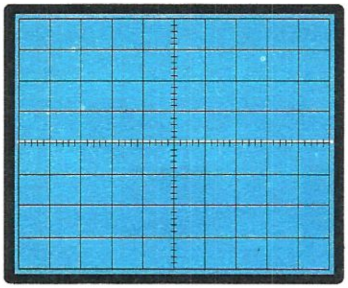


Fig. 16 Ruotando al massimo il potenziometro dello Sweep, il «puntino» luminoso visibile in fig. 3 si trasformerà in una lunga linea orizzontale.

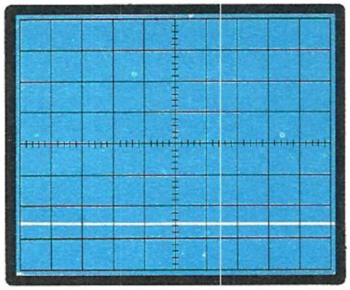


Fig. 17 Poiché la curva si espanderà in senso verticale, dovremo spostare tale traccia sul bordo inferiore, agendo sulla manopola verticale dell'oscilloscopio.

possibilità di collegare alla «massa» di tale connettore la calza metallica di schermo dei cavetti coassiali.

Ovviamente dovrete pure inserire i due deviatori, quello di rete e quello del «marker» interno, piú il diodo led spia.

Sulla base del mobile fisserete con quattro viti il circuito stampato, tenendolo distanziato dal fondo di 3-4 millimetri, per evitare che qualche terminale, lasciato piú lungo del normale, entri in contatto con il metallo del mobile.

Vicino al circuito stampato, come vedesi nella foto, fisserete il trasformatore di alimentazione, cercando di non confondere il primario dei 220 volt con il secondario dei 15 volt.

Per completare questo «sweep-marker» dovrete solo collegare tutti i terminali capifilo presenti nel circuito stampato ai vari componenti esterni.

I 15 volt del secondario del trasformatore di alimentazione andranno collegati all'ingresso del ponte raddrizzatore.

Per i collegamenti ai BNC dovrete utilizzare del cavetto coassiale da 52 ohm (cavetto tipo RG.174), rammentando di collegare i due estremi della calza metallica al terminale di massa presente sul circuito stampato e al corpo metallico del BNC.

Se vi dimenticherete di eseguire questo collegamento, l'immagine che apparirà sullo schermo dell'oscilloscopio potrà subire delle deformazioni.

Per quanto concerne i potenziometri, controllate che il loro corpo faccia un ottimo contatto elettrico con il metallo del pannello frontale.

Completato il montaggio, potrete passare all'ultima fase di collaudo, che in assenza di errori, risulterà molto semplice.

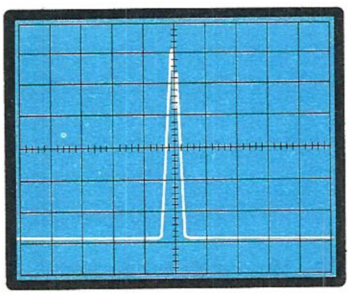


Fig. 18 Tenendo la manopola dello Sweep ruotata verso il «massimo», la curva che apparirà sull'oscilloscopio risulterà molto compressa, come vedesi in figura.

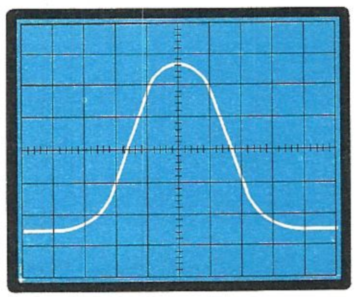
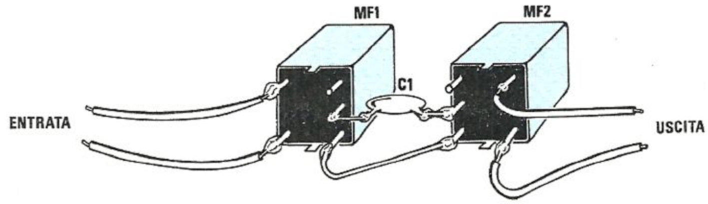


Fig. 19 Ruotando la manopola dello Sweep verso il «minimo», la curva si allargherà, in quanto la scansione totale si effettuerà su una gamma più ristretta.



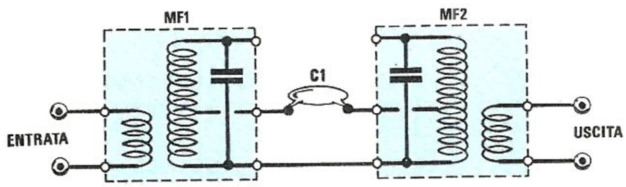


Fig. 20 Se non avete a disposizione un ricevitore da tarare, potrete acquistare due MF da 10,7 MHz e collegare alla presa intermedia, come vedesi nello schema pratico ed elettrico, un condensatore ceramico (vedi C1), con capacità compresa tra 22 e 100 pF (NOTA = Variando questa capacità, varierà la larghezza della banda).

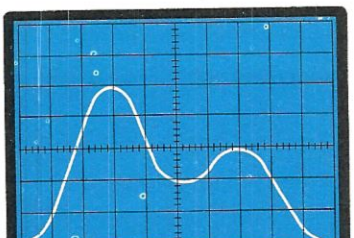


Fig. 21 Collegando le due MF allo Sweep-Marker, poiché difficilmente entrambe risulteranno tarate sui 10,7 MHz, sullo schermo ci ritroveremo con una duplice curva.

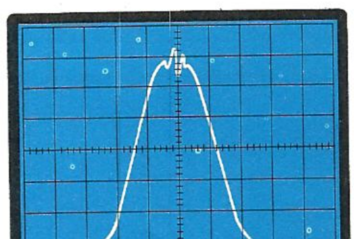


Fig. 22 Ruotando i due nuclei, dovremo cercare di ottenere una sola «curva», controllando poi con il Marker se la sommità della curva risulta centrata sui 10,7 MHz.

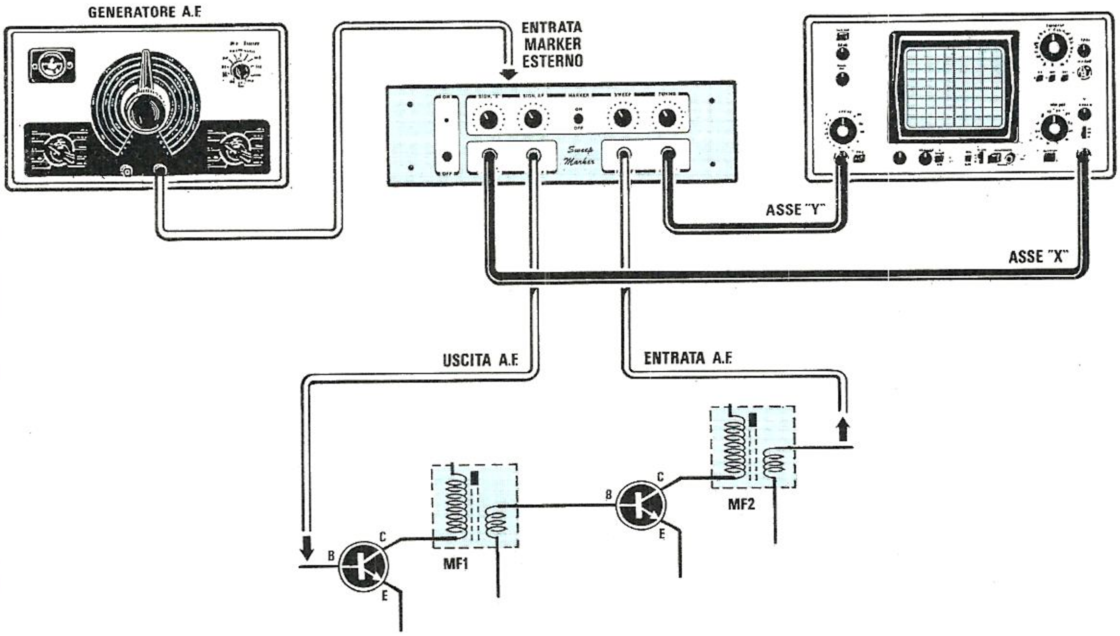


Fig. 23 Se disponete di un Generatore AF, lo potrete tranquillamente utilizzare come «generatore di marker», collegando la sua uscita al BNC «Marker Esterno» posto sul retro del mobile. In questo caso vi occorrerà un frequenzimetro digitale per controllare l'esatta frequenza prelevata in uscita dal Generatore AF.

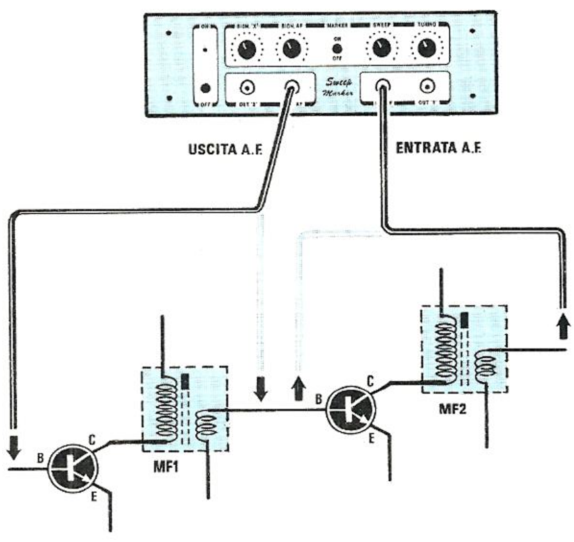


Fig. 24 Il segnale prelevato sul BNC «Uscita AF», andrà inserito nelle basi dei transistor preamplificatori di MF, mentre il segnale da rettificare, andrà sempre prelevato dal secondario della MF e applicato sul BNC indicato «Entrata AF».

COLLAUDO E UTILIZZAZIONE

Per prima cosa dovrete sempre predisporre il vostro oscilloscopio nel modo **X-Y**, cosí da ottenere sullo schermo, al posto della normale traccia orizzontale, un solo «punto» luminoso.

Fatto questo, collegate gli ingressi X (o ingresso ORIZZONTALE) dell'oscilloscopio alle corrispondenti uscite dello sweep-marker e regolate la sensibilità verticale dell'oscilloscopio a **100 - 200 millivolt** per divisione e quella orizzontale a **1 volt** per divisione.

Ruotare poi per il massimo il potenziometro dello «SWEEP» e dell'uscita «ASSE X» e senza collegare alcunchè al circuito, fornite alimentazione.

Subito vedrete che il punto sparirà e, al suo posto ricomparirà una traccia orizzontale: questo significa che il generatore a dente di sega funziona correttamente.

Agendo sui comandi dell'oscilloscopio, dovrete spostare questa riga sul bordo basso dello schermo (vedi fig. 17).

Fatto questo, potrete passare all'utilizzo pratico del circuito e se possedete una qualsiasi MF a 10,7 MHz, collegatela allo sweep-marker come riportato in fig. 20, mantenendo sempre il potenziometro dello «SWEEP» ruotato per il massimo.

Ruotando in senso inverso il potenziometro dello «SWEEP», vedrete la curva allargarsi come riportato in fig. 19.

Per controllare la curva di risposta di un «filtro ceramico», lo dovrete collegare allo sweep come già abbiamo visto per le bobine di MF.

Per tarare o controllare la risposta totale di uno stadio di MF di un qualsiasi ricevitore, dovrete collegare l'uscita del «segnale AF» alla base del transistor convertitore (vedi fig. 23) e prelevare il segnale da applicare sull'ingresso del RETTIFICATORE (presente all'interno dello sweep-marker) dal secondario dell'ultima MF.

Ruotando la manopola della SINTONIA cercate di sintonizzarvi, cioè fate in modo che sullo schermo vi appaia la relativa curva. Con il «marker» potrete ora controllare se la taratura delle MF risulta perfettamente centrata, oppure leggermente spostata.

Ovviamente, a seconda del tipo di circuito sotto prova si potrà rendere necessario ritoccare la sensibilità verticale dell'oscilloscopio, portandola ad esempio a 50 millivolt per divisione, nel caso in cui la traccia risultasse troppo attenuata e poco visibile, oppure a 300 o a 500 millivolt per divisione, nel caso in cui l'ampiezza risulti troppo elevata.

La taratura di uno stadio di MF si effettua partendo sempre dall'ultima MF, ruotando il suo nucleo fino a portare la sommità della curva al centro del segnale di «marker».

In seguito, si passerà al secondo stadio di MF, poi al primo ed infine si ritoccherà l'ultimo stadio, in modo da ottenere una curva con la parte superiore perfettamente regolare e non con due o piú gobbe, come visibile in fig. 21.

Dopo due o tre prove avrete subito appreso come si riesca a tarare con estrema facilità qualsiasi stadio di MF, controllare filtri ceramici, quarzi, e capire le diverse funzioni dei comandi presenti nello sweep-marker.

Un particolare importante da non dimenticare, è quello di collegare sempre la «massa» dello sweep-marker alla massa del ricevitore da controllare.

CON UN GENERATORE AF

Se disponete di un generatore AF potrete collegare la sua uscita al BNC indicato «marker esterno» e, cosí facendo, utilizzerete come «marker» il segnale del vostro segnalatore.

Utilizzando un generatore AF esterno, avrete la possibilità (come visibile in fig. 10 e 11) di stabilire la larghezza della banda passante sia della MF che del filtro ceramico, portando il marker a METÁ ampiezza su entrambi i lati, rispetto alla MASSIMA raggiunta dalla sommità della CURVA.

Per stabilire l'esatto valore di sintonizzazione sia sulla curva ascendente che su quella discendente, dovrete necessariamente avere a disposizione un frequenzimetro digitale che andrà collegato all'uscita del Generatore AF.

COSTO DI REALIZZAZIONE

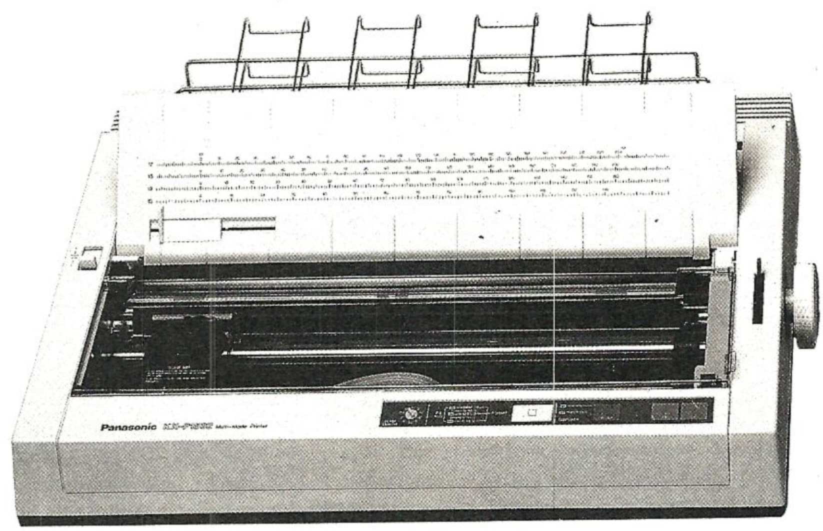
Tutto il necessario per la realizzazione di questo sweep-marker, cioè tutti i componenti visibili nello schema pratico di fig. 14, piú le manopole per i potenziometri, il cavetto coassiale per i collegamenti, i bocchettoni BNC, il trasformatore di alimentazione, gli integrati, i transistor e i fet, il circuito stampato, i deviatori, ecc. (escluso il mobile) L. 58.000

Il mobile con laterali in alluminio ossidati avion, completo di mascherina forata e serigrafata, piú due maniglie ....L. 25.000

Il solo circuito stampato a doppia faccia con fori metallizzati siglato LX.795 ....L. 7.000

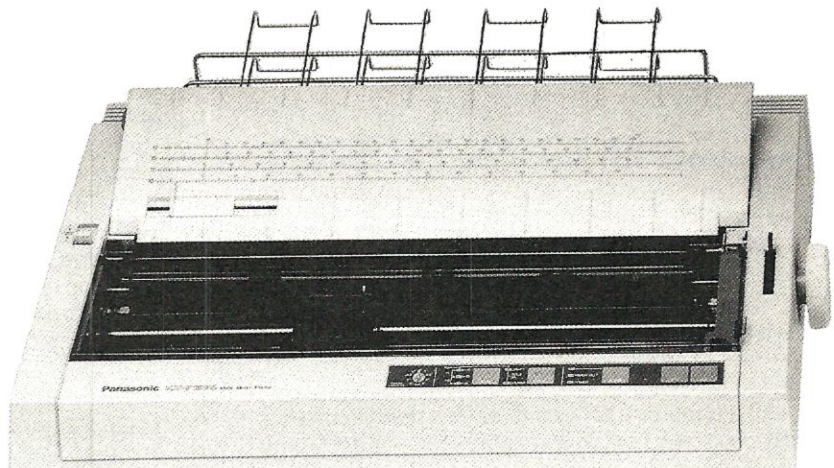
Nei prezzi sopraindicati non sono incluse le spese di spedizione postale.

Panasonic



KX-P1592
(136 colonne)
L. 1.795.000
+IVA (18%)

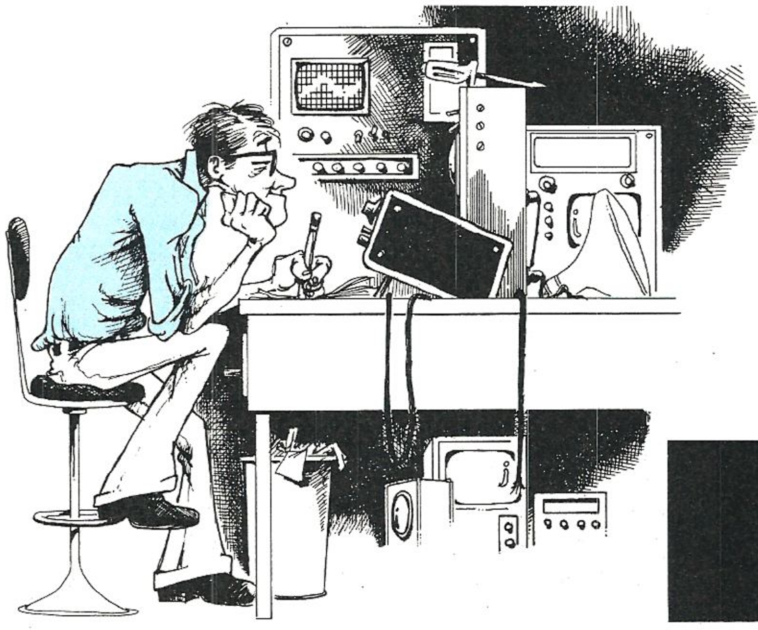
Velocità di stampa: 180 CPS
Interfaccia parallela 8 bit centronics.
Set caratteri: standard, IBM e grafica.
In dotazione con trattore e frizione.
Stampa bidirezionale ottimizzata.
Memoria di stampa: 7 kbyte.



KX-P1595
(136 colonne)
L. 2.225.000
+IVA (18%)

Velocità di stampa: 250 CPS
Interfaccia parallela centronics e seriale.
Set caratteri: standard, IBM e grafica.
Stampa bidirezionale ottimizzata.
Memoria di stampa: 15 kbyte.
Espansione di memoria: 47 kbyte.

Nella rivista precedente vi abbiamo presentato una prima serie di stadi oscillatori AF a frequenza variabile. In questo numero ve ne proponiamo altri totalmente diversi, che potrete utilizzare per le vostre esperienze.



VFO

Avere a disposizione un elevato numero di schemi di stadi oscillatori affidabili al 100% non é poco e sapere inoltre cosa occorre variare nell'eventualità in cui uno di questi incontrasse qualche difficoltà ad oscillare, vi aiuterà a capire che la causa del mancato funzionamento di tutti quegli oscillatori che avete tentato di montare in passato, consisteva nell'errato valore di una resistenza, o nel fatto che l'accoppiamento con lo stadio successivo era inadatto.

Purtroppo nel campo editoriale c'é chi ha scoperto che é più facile ed anche più rapido «copiare», piuttosto che perdere tempo e denaro in prove e riprove, con il poco lusinghiero risultato di mettere in difficoltà l'ignaro lettore.

Possiamo qui fare un esempio molto eloquente sulla base di una nostra personale osservazione.

Circa sei mesi fa in una rivista americana é apparso lo schema di un ricetrasmettitore alimentato con una tensione di 24 volt. Questo stesso schema é stato ripreso da una rivista inglese, che, senza apportare al circuito alcuna modifica, lo ha proposto per essere alimentato con una tensione di 18-20 volt.

In Italia é apparso il solo stadio trasmittente presentato come «valido» progetto di TX, la cui tensione di alimentazione era stata ulteriormente ridotta a 12 volt, ma ciò che più ci ha meravigliato é stato di veder indicata la stessa potenza in uscita in watt, che nell'originale si otteneva con ben 24 volt.

E' ovvio che questo schema non é mai stato montato o provato, perché ammesso che il circuito fosse riuscito a funzionare con una tensione di 12 volt anziché di 24 volt, la potenza in uscita si sarebbe, logicamente, dimezzata.

Poiché questi «inconvenienti» si verificano spesso, se trovate qualche stadio oscillatore che si rifiuta di funzionare, controllate sempre, come già spiegato sul numero precedente, quanto assorbe questo stadio «quando non oscilla».

Se notate che l'assorbimento risulta inferiore ai 6 milliamper, dovrete ridurre il valore ohmmico della resistenza di polarizzazione collegata tra il positivo e la base o quella dell'emettitore, in modo da far assorbire qualche milliamper in più al circuito, cioé 7 - 9 milliamper.

Se questo assorbe una corrente superiore ai 15 milliamper (può verificarsi anche la condizione opposta a quanto poc'anzi detto, cioé che un circuito progettato per 12 volt venga presentato per essere alimentato con 18 - 24 volt), dovrete aumen-

tare il valore della resistenza collegata tra la base e il positivo di alimentazione.

La soluzione più semplice per stabilire l'esatto valore di questa resistenza di polarizzazione, sarebbe quella di sostituirla con un trimmer di valore alquanto elevato e poi lentamente, partendo dal suo massimo, ruotare il suo cursore fino a far assorbire al circuito 8 - 9 milliamper.

Possiamo ora passare a presentare questi nostri schemi di oscillatori e poiché abbiamo scelto come tensione standard un valore di 12 volt, già saprete che, nel caso voleste alimentare il circuito a 9 - 6 - 4,5 volt, l'unica modifica da effettuare sarebbe quella di variare il valore della resistenza collegata tra base e positivo di alimentazione.

Negli schemi a fet occorrerà invece ridurre leggermente la resistenza collegata tra il Source e la Massa.

Questo circuito presenta il vantaggio di non richiedere una bobina con presa centrale, ma lo svantaggio di richiedere, come capacità di accordo, due condensatori fissi di uguale capacità.

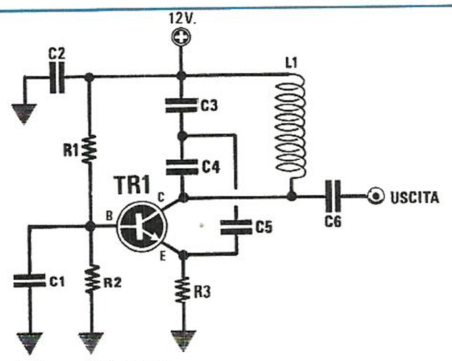
In funzione della frequenza di lavoro si potranno utilizzare per C3 - C4 delle capacità da 18 - 22 - 33 - 47 - 56 pF, e si potrà variare la frequenza di lavoro inserendo un nucleo ferromagnetico entro la bobina L1 dal lato «freddo», cioé dal lato di C3.

Per essere certi che questo oscillatore funzioni sempre regolarmente anche a tensioni di alimentazione inferiori, é necessario che il condensatore C5 non risulti mai inferiore alla somma delle capacità di C3 - C4.

Il circuito assorbe circa 7 milliamper. Toccando con le mani la bobina L1, l'assorbimento scenderà a 4 milliamper.

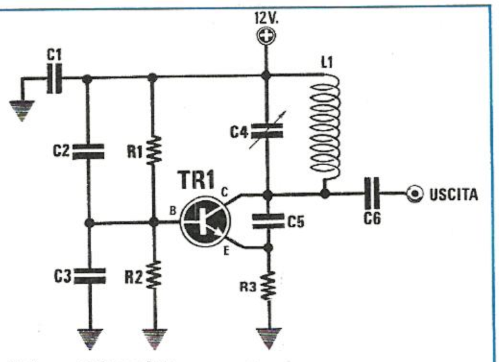
per ALTA FREQUENZA

SCHEMA N. 11



L1 = 30 spire
Frequenza = 21 MHz
Max ampiezza segnale AF = 2,5 volt
R1 = 56.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 220 ohm
C1 = 10.000 pF
C2 = 10.000 pF
C3 = 27 pF
C4 = 27 pF
C5 = 56 pF
C6 = 10 pF

SCHEMA N. 12



L1 = 30 spire
Frequenza = 20 MHz
Max ampiezza segnale AF = 2,5 volt
R1 = 56.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 220 ohm
C1 = 10.000 pF
C2 = 10.000 pF
C3 = 10.000 pF
C4 = 10/40 pF
C5 = 27 pF
C6 = 10 pF

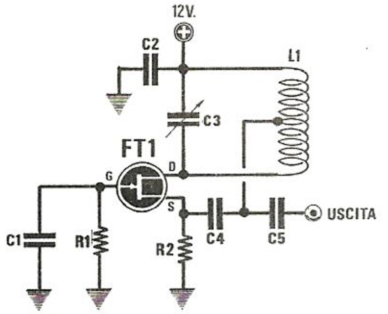
In questo circuito il condensatore collegato tra collettore ed emettitore (vedi C5) dovrà sempre risultare più basso della capacità di accordo C4, per evitare distorsioni sull'onda generata.

A differenza di ogni altro circuito similare, é assolutamente necessario collegare tra base e massa e tra base e positivo di alimentazione, un condensatore di fuga (vedi C2 - C3).

Il circuito assorbe 7 milliamper con un'alimentazione di 12 volt.

Toccando con le mani la bobina L1, la corrente scende a 4 mA.

SCHEMA N. 13



L1 = 30 spire con presa centrale
Frequenza = 19 MHz
Max ampiezza segnale AF = 1,8 volt
R1 = 10.000 ohm
R2 = 220 ohm
C1 = 10.000 pF
C2 = 10.000 pF
C3 = 10/40 pF
C4 = 27 pF
C5 = 100 pF

Sempre utilizzando una bobina con presa centrale e un fet, si può realizzare questo semplice oscillatore. Il compensatore C3 in molti casi può essere sostituito con una capacità fissa e per variare la frequenza di lavoro si inserisce un nucleo ferromagnetico entro il supporto della L1, dal lato «freddo».

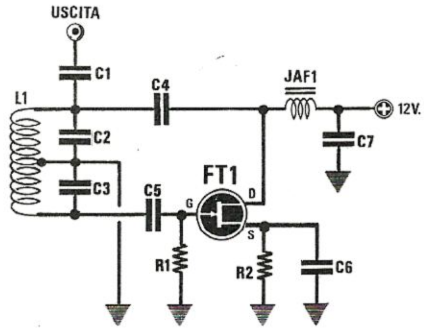
Il fet assorbe circa 5 milliamper.

SCHEMA N. 14

In questo circuito la presa centrale della bobina L1 risulta collegata a massa e questo particolare ci sarà molto utile nel caso volessimo sostituire i due condensatori C2 e C3 con due diodi varicap.

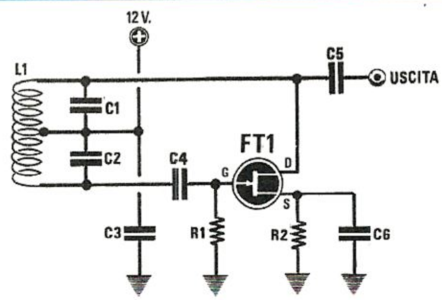
Le parti più critiche di questo circuito sono i due condensatori C4 e C5 che debbono risultare di identica capacità ed il valore della impedenza JAF1, che non dovrà mai risultare inferiore a 1 millihenry.

Il circuito assorbe circa 6 milliamper sia utilizzando una tensione di alimentazione di 12 volt che una di 9 volt.



L1 = 30 spire con presa centrale
Frequenza = 26 MHz circa
Max ampiezza segnale AF = 2,5 volt
R1 = 10.000 ohm
R2 = 220 ohm
C1 = 10 pF
C2 = 27 pF
C3 = 27 pF
C4 = 27 pF
C5 = 27 pF
C6 = 10.000 pF
C7 = 10.000 pF
JAF1 = 1 millihenry

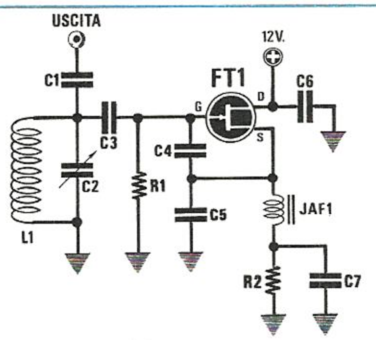
SCHEMA N. 15



L1 = 30 spire con presa centrale
Frequenza = 24 MHz
Max ampiezza segnale AF = 2,5 volt
R1 = 22.000 ohm
R2 = 220 ohm
C1 = 27 pF
C2 = 27 pF
C3 = 10.000 pF
C4 = 27 pF
C5 = 10 pF
C6 = 10.000 pF

Collegando la presa centrale della bobina L1 al positivo di alimentazione, risparmieremo una impedenza JAF1 (vedi circuito N. 14). Per variare la frequenza di lavoro la soluzione ideale é quella di porre un nucleo ferromagnetico entro la bobina L1, inserendolo nel lato avvolgimento collegato al DRAIN del fet. Il circuito assorbe in media 6 milliamper. Se si realizza questo oscillatore per farlo funzionare a 9 volt o a tensioni inferiori, é necessario ridurre il valore della R2, portandolo dagli attuali 220 ohm a 150 - 100 ohm.

SCHEMA N. 16



L1 = 30 spire
Frequenza = 18 MHz
Max ampiezza segnale AF = 2 volt
R1 = 10.000 ohm
R2 = 100 ohm
C1 = 10 pF
C2 = 10/40 pF
C3 = 27 pF
C4 = 27 pF
C5 = 27 pF
C6 = 10.000 pF
C7 = 10.000 pF
JAF1 = 10 microhenry

Questo circuito presenta il vantaggio di richiedere una bobina senza presa centrale e, poiché essa risulta collegata a massa, si potrà facilmente sostituire il compensatore C2 con un diodo varicap.

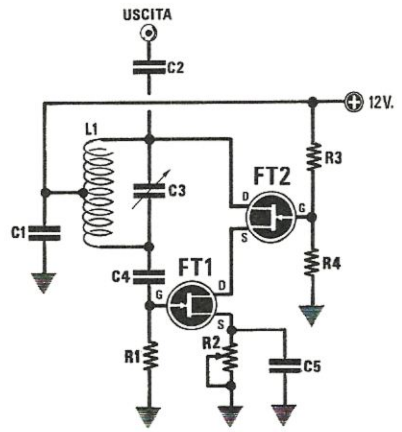
In tale circuito é necessario usare per C4 e C5 due condensatori di identica capacità e per JAF1 una impedenza il cui valore non risulti mai inferiore a 10 microhenry o superiore a 100 microhenry.

Il circuito assorbe in media 6 - 7 milliamper.

SCHEMA N. 17

Questo circuito realizzato con due fet presenta il vantaggio di oscillare «sempre» con bassi assorbimenti (2 - 3 milliamper). Infatti, ruotando il trimmer R2 dal suo massimo al suo minimo, si troverà sempre il giusto valore per far innescare l'oscillatore. In tale oscillatore é importante rispettare il rapporto L/C, cioé il numero di spire della bobina L1 in funzione alla capacità di accordo C3.

Se la capacità di accordo risulta eccessiva rispetto al numero di spire impiegate, l'oscillatore si spegnerà. In questo caso occorre nuovamente agire sul trimmer R2 per ridurre il suo valore ohmmico.



L1 = 30 spire con presa centrale
Frequenza = 27 MHz
Max ampiezza segnale AF = 3 volt.
R1 = 220.000 ohm
R2 = 4.700 ohm trimmer
R3 = 220.000 ohm
R4 = 220.000 ohm
C1 = 10.000 pF
C2 = 10 pF
C3 = 10/40 pF
C4 = 470 pF
C5 = 10.000 pF

SCHEMA N. 18

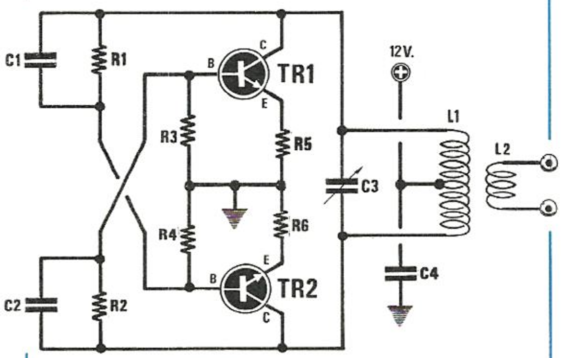
Se si desidera un oscillatore che eroghi il doppio della potenza rispetto ai circuiti precedentemente presentati, si potrà realizzare un circuito a due transistor.

Come vedesi nello schema elettrico, il segnale AF viene prelevato direttamente dalla bobina di sintonia L1, avvolgendo in prossimità della presa centrale un link (vedi L2) composto da 4 - 5 spire.

Ovviamente il numero di spire di questo link varia in funzione al numero delle spire utilizzate per la L1.

Se impiegate per L1 una bobina con 10 spire con presa centrale (il circuito oscillerà sui 50 - 60 MHz), per la L2 dovrete avvolgere 2 - 3 spire.

Se impiegate per L1 una bobina con 5 spire con



L1 = 30 spire con presa centrale
L2 = vedi testo
Frequenza = 19 MHz
Max ampiezza segnale AF = 4 volt
R1 = 100.000 ohm
R2 = 100.000 ohm
R3 = 10.000 ohm
R4 = 10.000 ohm
R5 = 220 ohm
R6 = 220 ohm
C1 = 33 pF
C2 = 33 pF
C3 = 10/40 pF
C4 = 10.000 pF

presa centrale (il circuito oscillerà sui 70 - 90 MHz), per la L2 dovrete avvolgere 5 - 2 spire.

Il circuito assorbe, senza carico, circa 10 milliamper. Toccando con le mani la bobina L1 l'assorbimento salirà a circa 18 milliamper.

In tale circuito sono critici i condensatori C1 e C2. Se inserite dei condensatori di capacità maggiore, ad esempio 47 pF anziché 33 pF, il circuito assorbirà maggior corrente, se inserite dei valori più bassi, ad esempio 22 pF, il circuito assorbirà 8 mA e l'ampiezza in uscita del segnale AF si ridurrà a 3 volt.

SCHEMA N. 19

Questo schema non si differenzia sostanzialmente da quello descritto in precedenza, ma presenta il vantaggio di permettere di prelevare il segnale AF direttamente dall'oscillatore non per via induttiva, cioé con un link, ma per via capacitiva (vedi C3).

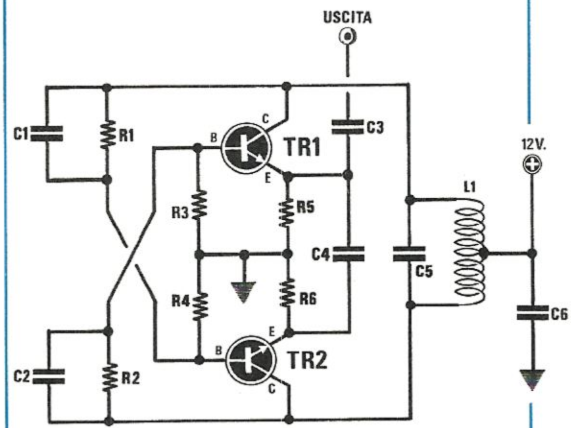
In funzione della tensione di alimentazione é necessario correggere il valore delle resistenze R1 e R2.

Se con 12 volt sono necessarie due resistenze da 100.000 ohm, alimentandolo con 9 volt queste due resistenze vanno abbassate a 68.000 - 56.000 ohm.

Il valore esatto da utilizzare per R1 e R2 si può determinare facilmente staccando dal circuito uno dei due condensatori C1 o C2.

Così facendo, il circuito dovrà assorbire circa 6 - 7 milliamper, se ne assorbirà meno, il circuito autooscillerà.

Ricollegando il condensatore, l'oscillatore assorbirà subito una corrente di circa 18 - 20 milliamper.



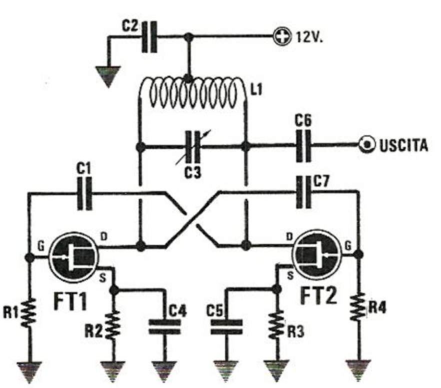
L1 = 30 spire con presa centrale
Frequenza = 19 MHz
Max ampiezza segnale AF = 4 volt
R1 = 100.000 ohm
R2 = 100.000 ohm
R3 = 10.000 ohm
R4 = 10.000 ohm
R5 = 220 ohm
R6 = 220 ohm
C1 = 27 pF
C2 = 27 pF
C3 = 22 pF
C4 = 33 pF
C5 = 10/40 pF
C6 = 10.000 pF

SCHEMA N. 20

Anche utilizzando due fet é possibile realizzare un oscillatore in push-pull, in grado di fornirci in uscita un segnale AF di circa 3 volt picco-picco.

In questo circuito é necessario scegliere per C1 e C7 una capacità che non superi mai il valore del conpensatore di sintonia C3.

Il circuito assorbe in media 4 milliamper, che saliranno a 6 - 8 milliamper quando C6 verrà collegato al transistor o fet preamplificatore che lo precederà.



L1 = 30 spire con presa centrale
Frequenza = 18 MHz
Max ampiezza segnale AF = 3 volt
R1 = 47.000 ohm
R2 = 220 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 47.000 ohm
C1 = 27 pF
C2 = 10.000 pF
C3 = 10/40 pF
C4 = 10.000 pF
C5 = 10.000 pF
C6 = 10 pF
C7 = 27 pF

LO STADIO SEPARATORE

Collegando direttamente lo stadio oscillatore AF ai successivi stadi preamplificatori senza utilizzare uno stadio «separatore», si possono verificare i seguenti inconvenienti:

1° L'oscillatore sotto carico può spegnersi;
2° Il circuito può autooscillare su frequenze diverse;
3° Il segnale AF erogato si attenua notevolmente;
4° L'oscillatore non rimane stabile in frequenza.

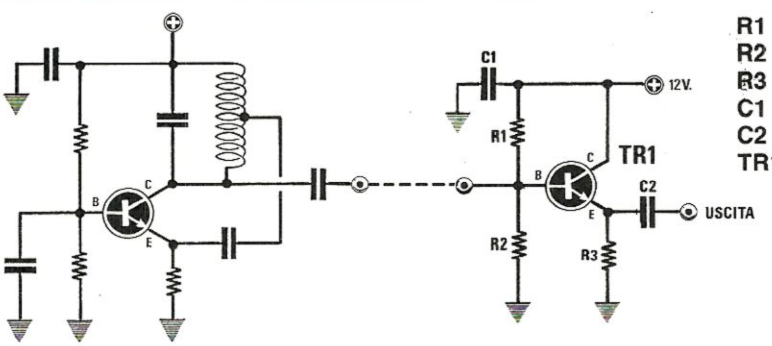
Pertanto l'**uscita AF di ogni oscillatore dovrà sempre essere collegata ad uno stadio separatore con guadagno unitario**, cioè la stessa ampiezza del segnale AF applicata sull'ingresso ce la ritroveremo in uscita.

Il transistor da usare in questi stadi separatori potrà essere identico a quello impiegato per lo stadio oscillatore, oppure diverso, purché si tenga sempre presente la frequenza di taglio. Cioé se avete costruito un oscillatore che lavora sui 100 MHz e per lo stadio separatore utilizzate un transistor con frequenza di taglio a 30 MHz, comprenderete che tale soluzione é errata.

In fig. 21 potete osservare lo schema di un semplice stadio separatore che utilizza un transistor, mentre in fig. 22 uno stadio separatore che utilizza un fet.

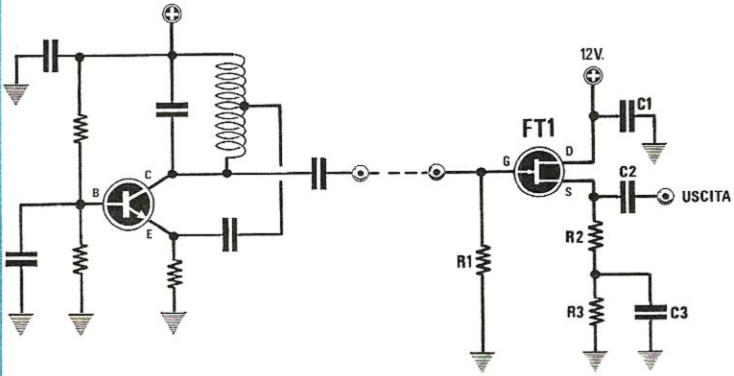
Nell'eventualità in cui con tale stadio si volesse pure amplificare il segnale AF generato, converrà utilizzare uno stadio SEPARATORE-AMPLIFICATORE come riportato in fig. 23.

Anche in questo caso si useranno due identici transistor con una frequenza di taglio che non risulti inferiore alla frequenza di lavoro dell'oscillatore. Nell'eventualità in cui con tali oscillatori variabili si desiderasse realizzare qualche piccolo trasmettitore che richieda l'uso di uno o più stadi amplificatori accordati, é sempre buona norma racchiudere lo stadio oscillatore + lo stadio separa-



R1 = 10.000 ohm
R2 = 3.300 ohm
R3 = 220 ohm
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 1.000 pF ceramico
TR1 = vedi articolo

Fig. 21 Per non caricare lo stadio oscillatore, con il pericolo che si spenga, occorre sempre farlo seguire da uno stadio separatore.



R1 = 100.000 ohm
R2 = 47 ohm
R3 = 220 ohm
C1 = 10.000 pF poliestere
C2 = 1.000 pF ceramico
C3 = 10 pF
FT1 = Fet universale

Fig. 22 Volendo utilizzare, come stadio separatore, un fet anziché un transistor, consigliamo di utilizzare questo schema.

tore entro una piccola scatola di alluminio o lamiera, in modo che tutto risulti totalmente schermato.

Per collegare l'uscita di questo stadio ai preamplificatori, occorre utilizzare del cavetto coassiale da 52 ohm.

Se non si adottasse questo accorgimento, il segnale AF preamplificato dagli stadi di potenza, rientrerebbe nella bobina L1 dello stadio oscillatore, creando dei battimenti con possibilità di autooscillazioni.

I DIODI VARICAP nella SINTONIA

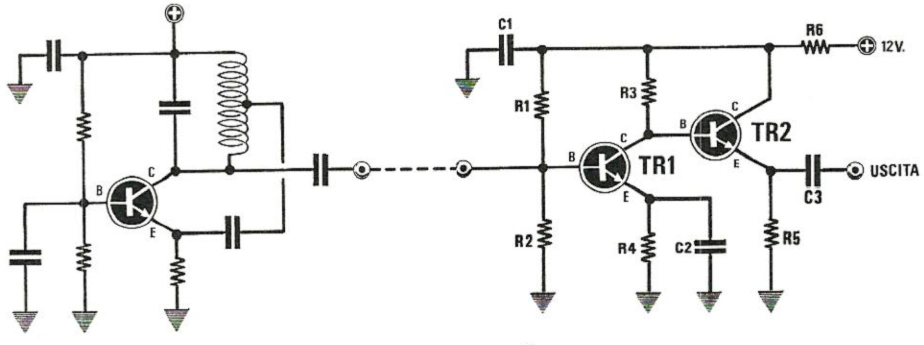
La frequenza di sintonia in uno stadio oscillatore si può ottenere collegando in parallelo alla bobina L1 un piccolo nucleo ferromagnetico o variando la capacità del condensatore di accordo.

Oltre a questi due sistemi é ancora possibile variare la frequenza di un qualsiasi stadio oscillatore utilizzando dei diodi VARICAP, cioé un particolare diodo che presenta la caratteristica di modificare la propria capacità interna al variare della tensione applicata ai suoi capi.

Per usare correttamente questi diodi dovrete solo ricordarvi quanto segue:

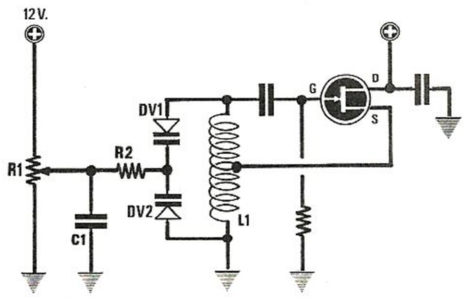
TENSIONE MINIMA = MASSIMA capacità
TENSIONE MASSIMA = MINIMA capacità

Pertanto se acquistate un diodo varicap che presenta una capacità massima di 60 pF, applicando ai suoi capi una tensione variabile da 0 a 12 volt, otterrete una variazione di capacità da 60 pF a 20 pF.



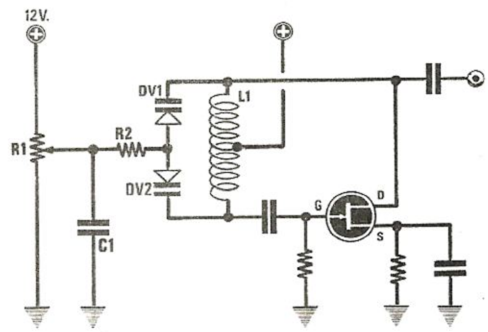
R1 = 22.000 ohm	**R6 = 100 ohm**
R2 = 10.000 ohm	**C1 = 10.000 pF**
R3 = 1.000 ohm	**C2 = 10.000 pF**
R4 = 1.000 ohm	**C3 = 220 pF**
R5 = 1.000 ohm	**TR1 - TR2 = vedi testo.**

Fig. 23 Per preamplificare il segnale generato dall'oscillatore, sono necessari due transistor.



R1 = 10.000 ohm potenz.
R2 = 47.000 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
DV1 - DV2 = varicap

Fig. 24 Se la bobina risulta collegata a massa, i due diodi varicap andranno collegati come vedesi in figura.



R1 = 10.000 ohm potenz.
R2 = 47.000 ohm
C1 = 10.000 pF ceramico
DV1 - DV2 = varicap

Fig. 25 Se la bobina risulta collegata al positivo, i due diodi varicap andranno collegati in senso inverso.

Sono presenti in commercio diodi da 400 - 100 - 40 - 30 - 10 - 5 picofarad massimi, che possono essere così adattati in funzione alla loro capacità a circuiti oscillanti per Onde Medie - Onde Corte - Onde VHF o UHF.

Volendo utilizzare questi diodi VARICAP in stadi oscillatori AF, si deve a volte tener presente un piccolo particolare.

Normalmente, anziché utilizzare un SOLO diodo posto in parallelo alla bobina oscillatrice, che in presenza di segnali AF molto forti potrebbe comportarsi da diodo «raddrizzatore» e in tal modo ricavare una tensione supplementare che agirebbe negativamente sul diodo stesso, si preferisce inserirne DUE in opposizione di polarità per neutralizzare questo effetto.

Nel caso di una bobina di sintonia collegata a «massa», come vedesi in fig. 24, il catodo dei due diodi andrà collegato al potenziometro o trimmer di sintonia R1 tramite una resistenza da 47.000 ohm disaccoppiata da un condensatore C1 da 100.000 pF.

La resistenza R2 dovrà sempre essere collegata il più vicino possibile ai due catodi dei diodi; dopo la resistenza collegheremo subito il condensatore di fuga C1 e qui, per giungere al potenziometro R1 potremo utilizzare anche un collegamento molto lungo, in quanto su di esso scorre solo una tensione continua.

Se la bobina di sintonia L1 é collegata al «positivo» di alimentazione, come vedesi in fig. 25, allora i due diodi varicap andranno posti con il catodo rivolto verso gli estremi di tale bobina.

È ovvio che la resistenza R2 verrà ora collegata ai due anodi e l'altra estremità al potenziometro di sintonia R1.

Inoltre, la massima tensione di alimentazione per i diodi varicap non dovrà mai risultare superiore alla tensione di alimentazione del circuito oscillatore, per non portare in conduzione diretta i due diodi varicap.

Pertanto, se la tensione di alimentazione della bobina L1 viene prelevata attraverso una resistenza di limitazione, anche il potenziometro R1 della sintonia dovrà essere collegato dopo tale resistenza.

In questo secondo caso, ruotando il cursore del potenziometro R1 verso massa, sui diodi varicap applicheremo la MASSIMA tensione (la tensione che scorre nei diodi é quella che alimenta la bobina L1), quindi il diodo varicap presenterà ai suoi capi una capacità MINIMA.

Ruotando il potenziomentro R1 verso il massimo positivo, sui diodi varicap sarà presente una tensione di 0 volt, quindi avremo una capacità MASSIMA.

In questo secondo circuito si verifica l'inverso di quanto si verificava nel circuito di fig. 24, nel quale, ruotando il cursore del potenziometro R1 verso massa si otteneva la MASSIMA capacità e ruotandolo in senso opposto, cioé verso il positivo di alimentazione, si otteneva la MINIMA capacità.

PREAMPLIFICATORE

Questo preamplificatore a guadagno variabile con salti di 1 dB ci consentirà, in fase di progettazione di un circuito di BF, di conoscere il «guadagno» necessario per pilotare un qualsiasi stadio finale. Tale circuito si può utilizzare anche a scopo didattico, per far comprendere come, modificando il valore di una sola resistenza, si riesca a variare il guadagno di un operazionale.

Lavorando in BF accade spesso di dover preamplificare un segnale e per farlo, sarebbe utile conoscere il valore in decibel (dB), perchè da quest'ultimo è possibile risalire al valore minimo dell'ampiezza che si può applicare sull'ingresso, per disporre in uscita di un segnale di una ben determinata ampiezza.

Un tale circuito, oltre a risultare utilissimo in laboratorio per queste diverse prove, ci aiuterà a comprendere come si riesca a modificare il guadagno di uno stadio operazionale, variando il valore di una sola resistenza.

Questo preamplificatore permette di raggiungere, con salti di 1 dB, un guadagno massimo di 31 dB, cioè di amplificare, come vedesi nella tabella di fig. 3, una tensione da 1 a 35,5 volte.

UN PO' DI TEORIA

Sono molti coloro che realizzano dei circuiti di amplificatori che impiegano integrati operazionali, prelevandoli dalle più svariate riviste, ritenendoli adatti a soddisfare le proprie esigenze, ma, una volta ultimatane la realizzazione, si accorgono di non riuscire ad ottenere il «guadagno» dichiarato.

La causa di questo «errore», come vedremo, è dovuta solo al **valore di una resistenza** e, più precisamente, di quella posta in serie sull'ingresso e che molti eliminano ritenendola superflua.

Ponendo in serie sull'ingresso (vedi **R2** di fig. 1) una resistenza da **1.000 ohm**, se in tale circuito la **R1** presenta un valore di **100.000 ohm**, il segnale applicato sull'ingresso verrà amplificato di:

R1 : R2

cioè avremo una amplificazione pari a:

100.000 : 1.000 = 100 volte

Se in questo stesso circuito (vedi fig. 2) sostituiamo la **R2** da **1.000 ohm** con una resistenza da **300.000 ohm**, il segnale non verrà amplificato, anzi, come si potrà constatare, sull'uscita ce lo ritroveremo attenuato, infatti:

100.000 : 300.000 = 0,33 volte

Pertanto, risulta chiaro che se desideriamo realizzare uno stadio amplificatore, il valore della **R1** dovrà sempre risultare **maggiore** rispetto al valore della resistenza **R2**.

A questo punto volendo realizzare un amplificatore a guadagno variabile a 1 dB - 2 dB - 3 dB - 4 dB - 5 dB - 6 dB ecc., fino a raggiungere 31 dB, dovremo solo modificare il valore della **R2** in rapporto alla R1.

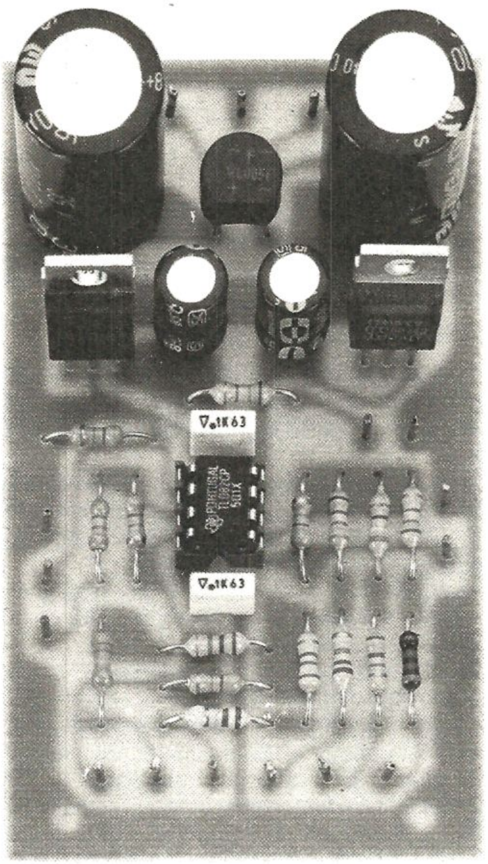
A pag. 66 abbiamo riportato la tabella dei dB, con il relativo rapporto di «guadagno» in tensione.

Osservando ora lo schema elettrico di fig. 5, possiamo constatare che il valore che abbiamo assegnato alla **R15** applicata sul secondo operazionale siglato IC1/B, risulta di **47.000 ohm** e lo stesso valore ha anche la resistenza **R4** posta in serie sull'ingresso.

Pertanto, se tutti gli interruttori siglati da S3 a S7 risultano aperti, questo stadio **guadagnerà 1**, infatti:

47.000 : 47.000 = 1 volta pari a 0 dB

Se ora chiudiamo l'interruttore S3, per ottenere un «guadagno» di **1 dB**, dovremo applicare in parallelo alla resistenza R4 le resistenze **R5** e **R6**, cioè **330.000 ohm + 56.000 ohm** per un totale di **386.000 ohm**.



Per conoscere il valore ohmmico ottenuto dal parallelo di due resistenze, una da **47.000 ohm** ed una da **386.000 ohm**, utilizzeremo questa semplice formula:

(47.000 x 386.000):(47.000 + 386.000) = 41.898 ohm

Dividendo ora il valore della **R15 = 47.000 ohm** per questo secondo valore di **41.898 ohm**, otterremo:

47.000 : 41.898 = 1,12 volte guadagno

ed infatti, guardando la tabella di fig. 3, **1 dB di guadagno** corrisponde ad un aumento di tensione di **1,12 volte**, per cui se sull'ingresso applichiamo un segnale di 300 millivolt, sull'uscita ci ritroveremo un segnale pari a:

300 x 1,12 = 336 millivolt

Apriamo ora l'interruttore S3 e chiudiamo l'interruttore S4 che ci dovrebbe dare un guadagno in tensione di **2 dB**.

In parallelo alla resistenza **R4 da 47.000 ohm**, colleghiamo ora la **R7** e la **R8** da **180.000 ohm + 1.500 ohm**, per un totale di **181.500 ohm.**

A montaggio ultimato il preamplificatore a guadagno variabile descritto in questo articolo, si presenterà come visibile in questa foto.

a guadagno VARIABILE

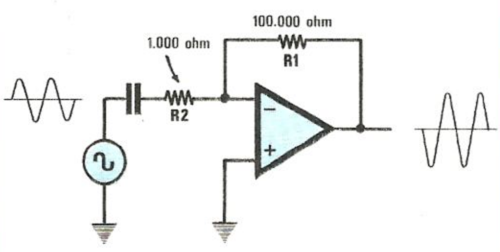


Fig. 1 Se desiderate che un operazionale amplifichi il segnale applicato sul suo ingresso, é necessario che la R1 risulti sempre maggiore della R2.

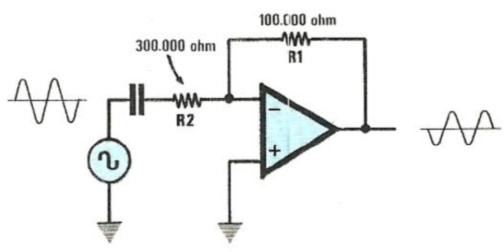


Fig. 2 Se la R2 collegata in serie sull'ingresso risulta maggiore della resistenza R1, in uscita si otterrà un segnale attenuato.

dB	Guadagno tensione	Attenuazione tensione
0	1	1
1	1,12	0,89
2	1,26	0,79
3	1,41	0,71
4	1,59	0,63
5	1,78	0,56
6	2,00	0,50
7	2,24	0,45
8	2,51	0,40
9	2,82	0,35
10	3,16	0,31
11	3,55	0,28
12	4,00	0,25
13	4,46	0,22
14	5,00	0,20
15	5,62	0,18
16	6,31	0,16
17	7,10	0,14
18	8,00	0,125
19	8,90	0,112
20	10,0	0,100
21	11,2	0,089
22	12,6	0,079
23	14,1	0,071
24	15,9	0,063
25	17,8	0,056
26	20,0	0,050
27	22,4	0,045
28	25,1	0,040
29	28,2	0,035
30	31,6	0,031
31	35,5	0,028

Fig. 3 Tabella del guadagno e delle attenuazioni con salti da 1 dB fino al massimo consentito da questo preamplificatore, cioé 31 dB. La colonna dell'attenuazione vi permetterà di determinare di quanto si riduce il segnale riducendo i dB.

Per conoscere il valore di questo parallelo R4 + R7 + R8, eseguiremo la stessa operazione effettuata precedentemente, cioè:

(47.000 × 181.500):(47.000 + 181.500) = 37.332 ohm

Come già saprete, per conoscere il guadagno in tensione dovremo solo dividere il valore della **R15** da **47.000 ohm** per **37.332 ohm**, ottenendo in questo caso:

47.000 : 37.332 = 1,2589

che possiamo tranquillamente arrotondare a **1,26** e, guardando la tabella di fig. 3, constatiamo che un guadagno di **2 dB** corrisponde appunto a **1,26 volte**.

Così, se apriamo S4 e chiudiamo il terzo interruttore **S5** calcolato per un guadagno di **4 dB**, rifacendo tutti i calcoli troveremo che esso guadagnerà esattamente **1,59 volte.**

Se apriamo S5 e chiudiamo S6 calcolato per un guadagno di **8 dB**, i calcoli ci daranno ora un guadagno di **2,51 volte**.

Se inseriamo solo l'ultimo deviatore S7 calcolato per un guadagno di **16 dB**, rifacendo i calcoli, otterremo un guadagno in tensione di **6,31 volte**.

A questo punto, abbiamo visto che chiudendo l'interruttore S3 si ottiene un guadagno di **1 dB**, chiudendo il solo interruttore S4, un guadagno di **2 dB** e chiudendo solo S5, un guadagno di **4 dB**, cioè mancherebbe il guadagno relativo ai **3 dB**.

In questo caso è però sufficiente chiudere contemporaneamente **S3 = 1 dB + S4 = 2 dB**, per ottenere un totale di **1 + 2 = 3 dB**.

E' quindi intuibile che chiudendo l'interruttore dei **4 dB** e quello di **1 dB**, si ottiene in pratica un guadagno di **4 + 1 = 5 dB.**

Se chiudiamo l'interruttore dei **4 dB** e quello dei **2 dB**, otterremo **4 + 2 = 6 dB** e se a questo aggiungiamo quello di **1 dB,** otterremo:
4 + 2 + 1 = 7 dB.

Con queste cinque combinazioni di **1 - 2 - 4 - 8 - 16** riusciremo a modificare il guadagno del nostro stadio con salti di 1 dB, partendo da **0 dB** fino a raggiungere un massimo di **31 dB**, infatti chiudendo tutti gli interruttori otterremo un guadagno pari a:

1 + 2 + 4 + 8 + 16 = 31 dB

A questo punto possiamo passare alla descrizione dello schema elettrico, anche se ne avrete già intuito il funzionamento.

SCHEMA ELETTRICO

Partendo dalla presa «ingresso segnale BF» (vedi fig. 5) incontriamo subito un deviatore siglato S2, che ci dà la possibilità di inserire il segnale sul pie-

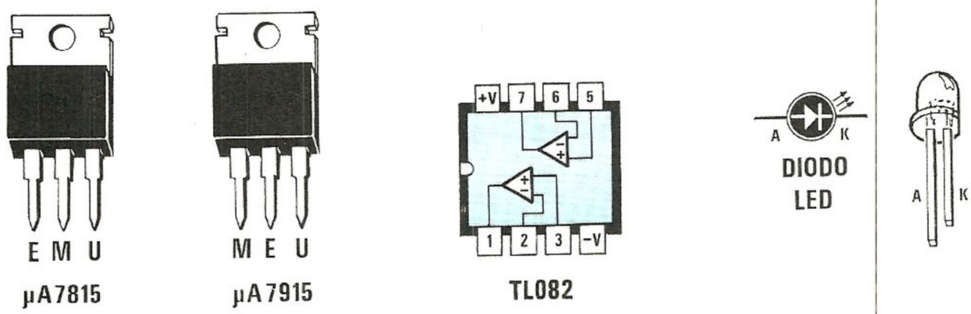


Fig. 4 Connessioni dei due integrati stabilizzatori positivo e negativo del TL.082 visto da sopra e del diodo led. Come più volte ripetuto, il terminale più lungo é sempre l'Anodo.

dino invertente (piedino 6) o su quello non invertente (piedino 5).

Questo deviatore consente di ottenere in uscita un segnale **in fase** con quello applicato sull'ingresso, oppure **sfasato** di 180 gradi.

Come potrete notare, il valore della resistenza R1 posta in serie al segnale d'ingresso risulta di **47.000 ohm**, come pure il valore della **R3**, pertanto questo stadio, con il deviatore S2 posto sulla posizione «in fase», guadagnerà:

47.000 : 47.000 = 1 volta pari a 0 dB

cioè il segnale applicato sull'ingresso, lo ritroveremo con la stessa ampiezza sull'uscita.

L'impedenza di ingresso di tale circuito, è pari al valore della resistenza di ingresso **R1**, cioè risulta di **47.000 ohm**.

Inviando il segnale da preamplificare sull'ingresso non invertente di IC3-A (vedi piedino 5), poichè la resistenza è «scollegata», il circuito guadagnerà sempre **1 volta** pari a 0 dB.

A questo punto potreste pure chiedervi come si comporterebbe il circuito se collegassimo a «massa» la **R1**; in tal caso il guadagno aumenterebbe considerevolmente, perchè la formula per ricavare il «guadagno» sarebbe in questo caso la seguente:

1 + (R3 : R1)

pertanto avremo:

1 + (47.000 : 47.000) = 2 volte pari a 6 dB

Nel nostro caso, avendo lasciato la R1 scollegata, il guadagno di IC3-A risulterà pari a **0 dB**.

L'impedenza di ingresso, in questo secondo caso, risulterà pari al valore della resistenza **R2**, cioè ancora a **47.000 ohm**.

Perchè utilizziamo in tale circuito uno stadio che **non amplifica** ve lo spieghiamo subito.

Questo primo stadio ci consente di accettare sull'ingresso qualsiasi segnale a bassa o alta impedenza e di presentarlo in uscita con la stessa ampiezza, ma a **bassa impedenza**, in modo da non influenzare negativamente il valore ohmmico del partitore dei dB presente sullo stadio successivo, in pratica, lo usiamo solo come **adattatore d'impedenza**, mentre sarà il secondo operazionale IC3-B che amplificherà il segnale.

A cosa servano le resistenze da R4 a R14 e gli interruttori da S3 a S7 e perchè è stato scelto per la R15 un valore di 47.000 ohm, già lo sappiamo, quindi non ripeteremo quanto detto in precedenza.

L'integrato utilizzato in questo circuito è un normale TL.082, che, come visibile in fig. 4, contiene al suo interno due operazionali.

Le caratteristiche tecniche di questo preamplificatore possono essere così riassunte:

Impedenza d'ingresso	**47.000 ohm**
Impedenza di uscita	**100 ohm**
Max segnale in ingresso	**10 V p/p**
Max segnale in uscita	**10 V p/p**
Banda passante	**0 a 100 KHz**
Distorsione massima	**0,03 %**
Guadagno variabile	**0 a 31 dB**

Il circuito, come vedesi nello schema elettrico, viene alimentato da una tensione duale di 15 + 15 volt, che ricaviamo raddrizzando la tensione di 17 + 17 volt alternati, forniti dal secondario del trasformatore T1.

Questa tensione raddrizzata dal ponte RS1 viene stabilizzata a 15 volt positivi dall'integrato uA.7815 e a 15 volt negativi dall'integrato uA.7915.

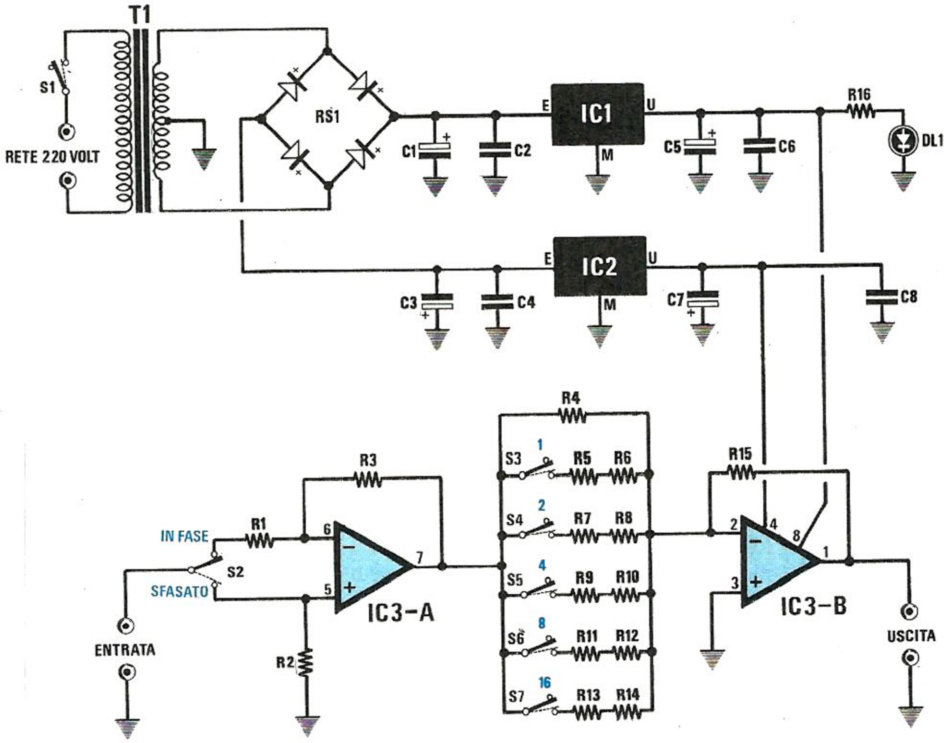


Fig. 5 Schema elettrico del preamplificatore a guadagno variabile. Si notino i cinque deviatori siglati S3 - S4 - S5 - S6 - S7, che vi permetteranno, collegando in parallelo alla R4 altre resistenze, di variare il guadagno dell'operazionale IC3-B.

ELENCO COMPONENTI LX.809

R1 = 47.000 ohm 1/4 watt
R2 = 47.000 ohm 1/4 watt
R3 = 47.000 ohm 1/4 watt
R4 = 47.000 ohm 1/4 watt
R5 = 330.000 ohm 1/4 watt
R6 = 56.000 ohm 1/4 watt
R7 = 180.000 ohm 1/4 watt
R8 = 1.500 ohm 1/4 watt
R9 = 68.000 ohm 1/4 watt
R10 = 12.000 ohm 1/4 watt
R11 = 27.000 ohm 1/4 watt
R12 = 3.900 ohm 1/4 watt
R13 = 8.200 ohm 1/4 watt
R14 = 680 ohm 1/4 watt
R15 = 47.000 ohm 1/4 watt
R16 = 680 ohm 1/4 watt
C1 = 1.000 mF elettr. 35 volt
C2 = 220.000 pF poliestere
C3 = 1.000 mF elettr. 35 volt
C4 = 220.000 pF poliestere
C5 = 47 mF elettr. 25 volt
C6 = 100.000 pF poliestere
C7 = 47 mF elettr. 25 volt
C8 = 100.000 pF poliestere
DL1 = diodo led
IC1 = uA.7815
IC2 = uA.7915
IC3 = TL.082
RS1 = ponte raddrizz. 100 volt 1 amper
T1 = trasformatore prim. 220 volt
sec. 17 + 17 V. 0,5 A. (n. TN02.15)
S1 = interruttore
S2 = deviatore
S3 = interruttore
S4 = interruttore
S5 = interruttore
S6 = interruttore
S7 = interruttore

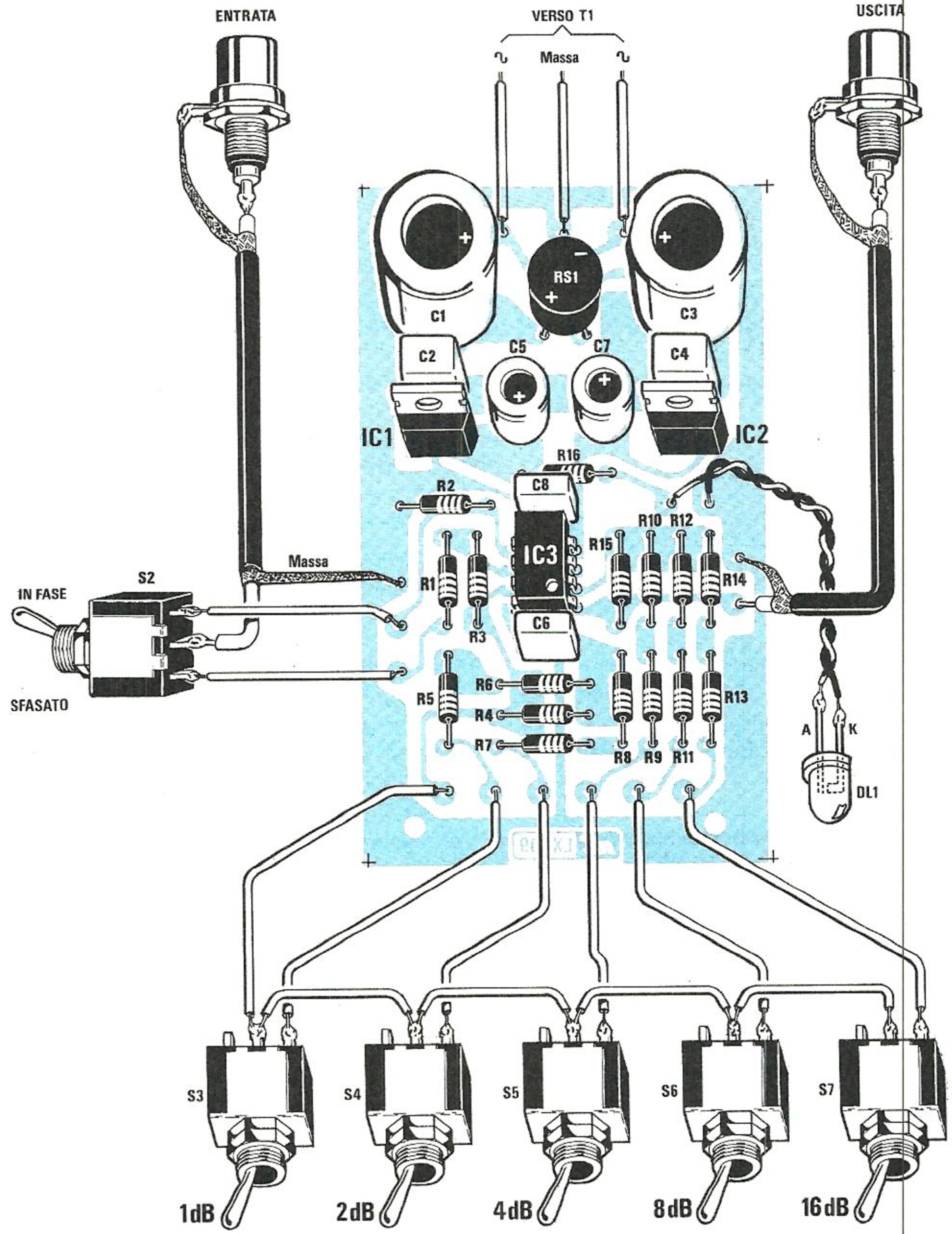


Fig. 6 Schema pratico di montaggio del preamplificatore. Per far giungere sull'ingresso il segnale di BF e per prelevarlo poi amplificato sulla sua uscita, occorrerà utilizzare degli spezzoni di cavetto schermato, non dimenticando di collegare la calza metallica alla massa.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il circuito stampato necessario per realizzare questo preamplificatore a guadagno variabile porta la sigla LX.809.

Una volta in possesso del circuito, vi consigliamo di montare dapprima lo zoccolo dell'integrato TL.082, poi, saldati tutti i piedini, di procedere inserendo nelle posizioni indicate tutte le resistenze.

Eseguita anche quest'ultima operazione, potrete inserire i condensatori poliestere, e i quattro elettrolitici cercando di non invertire il terminale positivo con quello negativo.

Nello spazio riservato inserirete il ponte raddrizzatore RS1, che potrebbe anche risultare di forma diversa, cioè quadrata anzichè cilindrica; importante, in ogni caso, è controllare che i terminali + e - vengano rivolti come vedesi nello schema pratico di fig. 6.

Proseguendo nel montaggio, inserite i due integrati stabilizzatori, rivolgendo la piccola aletta metallica presente nel corpo verso i due condensatori C2 e C4.

Non dimenticatevi che l'integrato uA.7815, nello schema pratico è siglato IC1, mentre l'altro, l'uA.7915, è siglato IC2.

Se inserirete l'uA.7815 anzichè l'uA.7915, provocherete la distruzione di entrambi gli integrati.

Nei fori rimasti liberi, inserirete quei piccoli terminali presenti nel kit, che, come già saprete, vi serviranno come capifilo per i collegamenti con i componenti esterni.

Terminato il montaggio del circuito stampato, inserirete nello zoccolo l'integrato TL.082, rivolgendo la piccola «**o**» di riferimento impressa sul suo corpo verso il condensatore al poliestere C6.

A questo punto potrete prendere in considerazione il mobile.

Non inserite questo preamplificatore entro contenitori plastici o in legno, ma utilizzate esclusivamente un mobile metallico, perchè se il circuito non risulta totalmente schermato, può facilmente captare dell'alternata, che si udrebbe poi in altoparlante sotto forma di ronzio.

Sul pannello frontale di questo mobile dovrete fissare tutti i deviatori a levetta visibili in fig. 6, più quello di rete (vedi S1 nel solo schema elettrico) tenendolo alquanto distanziato dagli altri.

Per l'ingresso e l'uscita del segnale BF dovrete utilizzare delle prese schermate, che potrete inserire nel pannello frontale o nel retro del mobile.

Il circuito stampato andrà collocato vicino al pannello frontale, così da non dover utilizzare dei fili lunghi per collegare i terminali capifilo ai commuttatori dei **dB** (vedi S3 - S4 - S5 - S6 - S7).

Per i collegamenti ingresso e uscita dovrete utilizzare dei cavetti schermati per BF, rammentando di collegare la calza metallica al terminale capofilo di massa.

Anche per quanto riguarda le due prese «ingresso e uscita», dovrete ricordarvi di collegare il terminale di massa alla calza metallica di tale cavetto, come vedesi chiaramente nello schema pratico di fig. 6.

Il trasformatore di alimentazione andrà collocato posteriormente al circuito stampato e fissato sul piano del mobile.

Controllate sempre, prima di effettuare il collegamento tra il secondario e l'ingresso del ponte raddrizzatore, che il filo «centrale» venga effettivamente collegato al terminale indicato «massa».

Se per errore collegherete il filo «centrale» del trasformatore a uno dei due fili laterali presenti sul circuito stampato (vedi fili contrassegnati dalla S, cioè segno di alternata), potreste bruciare entrambi gli integrati stabilizzatori.

Con un filo bifilare potrete ora collegare il diodo led al circuito stampato e, se fornendo tensione al circuito constaterete che questo led non si accende, dovrete semplicemente invertire i due fili sui terminali dello stampato.

Terminato il montaggio di tutta la parte meccanica, in corrispondenza di ogni interruttore dovrete applicare dei numeri autoadesivi **1 - 2 - 4 - 8 - 16**, per stabilire il rapporto di guadagno in dB.

Per S2, anzichè scrivere «in fase» o «sfasato», potrete inserire un + per indicare che il segnale non viene sfasato e un - per indicare che in uscita il segnale è sfasato.

Con questo preamplificatore pronto sul vostro banco di lavoro, non avrete più problemi, ogniqualvolta vi si presenterà la necessità di stabilire quale «guadagno» è necessario scegliere per pilotare i vostri circuiti sperimentali di BF.

COSTO DI REALIZZAZIONE

Tutto il materiale visibile in fig. 6 necessario per la realizzazione di questo preamplificatore siglato LX.809, compresi pure il trasformatore siglato TN01.15 (equivalente al n. 444), le due prese di BF, i 7 deviatori ed uno spezzone di cavetto schermato ....L. 34.000

Il solo circuito stampato LX.809 ......L. 2.500

Nei prezzi sopraindicati non sono incluse le spese postali di spedizione a domicilio.

La sempre più larga diffusione del noleggio delle cassette Video, ha indotto alcuni a tentarne la duplicazione, trasferendo il segnale dal proprio registratore ad un altro, in cui è inserita una cassetta vergine.

Il risultato finale, come molti di voi avranno potuto constatare, è sempre insoddisfacente, perchè, per motivi di disadattamento, la qualità dell'immagine nella copia duplicata lascia sempre a desiderare.

Il circuito che vi presentiamo permette invece di ottenere «copie duplicate» perfette, perchè oltre ad amplificare da 1 a 3 volte, in uscita è disponibile un «segnale a bassa impedenza» che ben si adatta all'ingresso di qualsiasi tipo di videoregistratore.

SCHEMA ELETTRICO

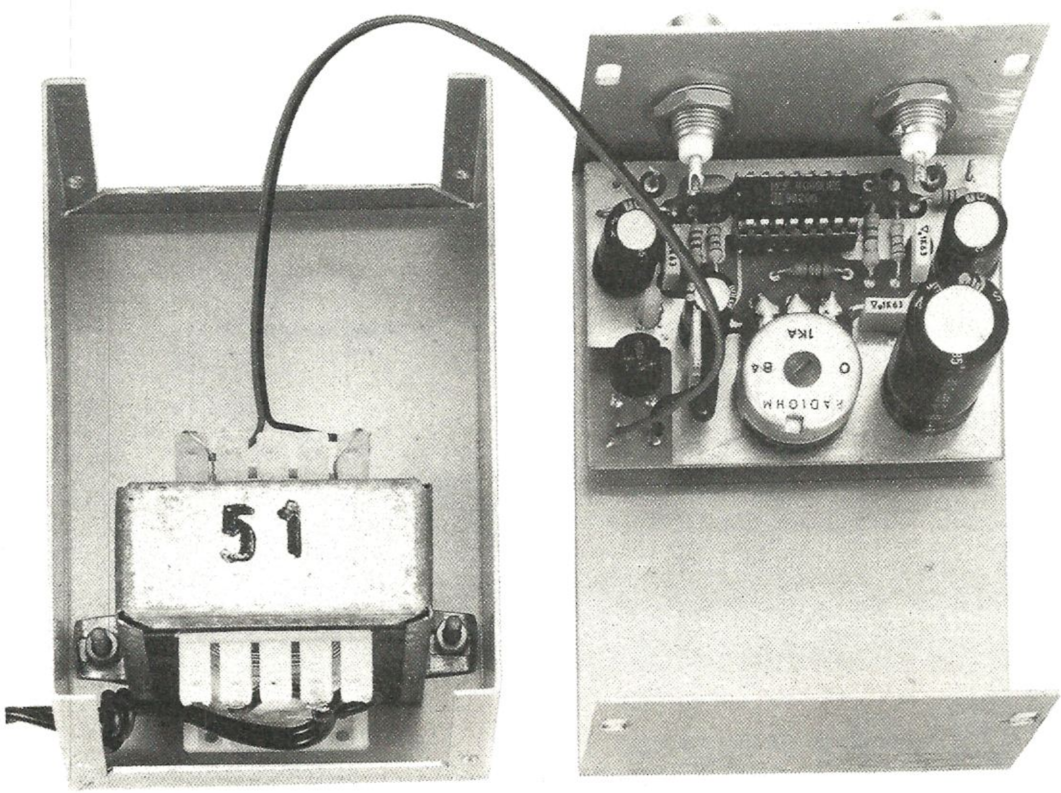
Per realizzare questo preamplificatore video abbiamo utilizzato un solo integrato C/Mos tipo 4049, contenente 6 inverter.

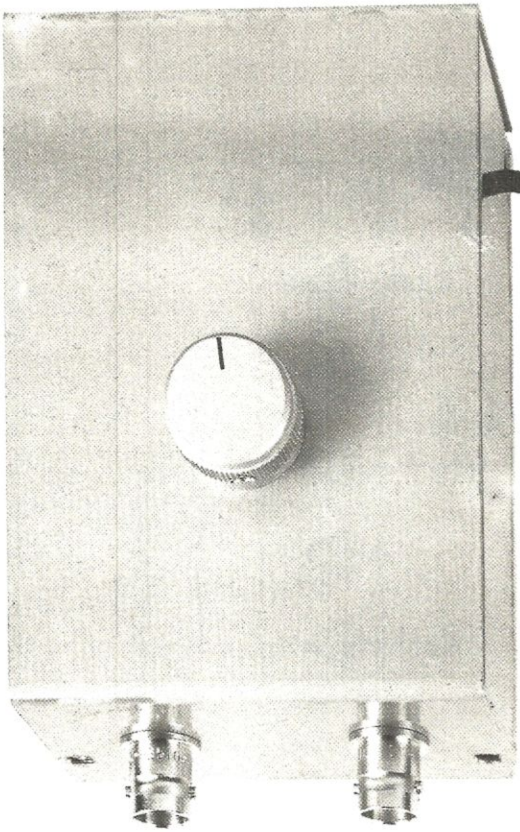
Come vedesi in fig. 1, il segnale video proveniente dal video registratore verrà applicato sui termini di **entrata** con in parallelo una resistenza di carico R1 da 100 ohm, necessaria per ottenere un perfetto adattamento con l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore.

Il segnale giunge poi sui due condensatori C4 e C5, collegati in parallelo, necessari per disaccoppiare l'uscita del videoregistratore con l'ingresso dell'amplificatore.

Questo circuito permette di duplicare qualsiasi cassetta video senza perdere, nella copia duplicata, la qualità dell'immagine. Come si può vedere nello schema elettrico, per la sua realizzazione abbiamo usato un normale C/Mos tipo 4049.

AMPLIFICATORE per





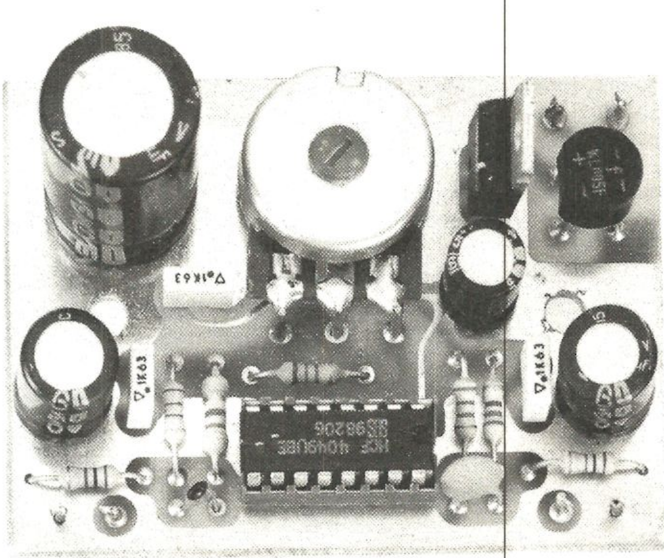
Questi due condensatori in parallelo risultano indispensabili per migliorare la linearità della risposta in frequenza, infatti il condensatore elettrolitico C5 partendo dalle frequenze più «basse» risulta lineare fino alle frequenze medie, mentre C4, al poliestere, partendo dalle frequenze «medie», risulta lineare fino alle frequenze più elevate del segnale video.

A questi due condensatori di disaccoppiamento segue una **rete di compensazione** per le frequenze estreme della gamma video (vedi C6, R2 e R3) e quindi il primo inverter contenuto all'interno del CD.4049, siglato IC2/A.

Questo inverter viene sfruttato come stadio amplificatore lineare a guadagno variabile; infatti, ruotando il potenziometro **R5** in modo da cortocircuitare totalmente la resistenza da 4.700 ohm, l'amplificatore **guadagna 1**, cioè lo stesso livello applicato sull'ingresso lo ritroveremo in uscita, sul piedino 6, mentre ruotando **R5** in senso opposto, in modo da sommare al valore della R4 da 1.800 ohm anche il valore del potenziometro, cioè 4.700 ohm, l'amplificatore **guadagnerà 3**, vale a dire che il segnale applicato sull'ingresso lo ritroveremo in uscita amplificato di 3 volte.

A questo punto tutti avranno compreso che ruotando questo potenziometro dal suo minimo al suo massimo, è possibile amplificare il segnale applicato sull'ingresso di 1 - 1,5 - 2 - 2,5 - 3 volte.

VIDEOREGISTRATORI



La foto riprodotta qui a destra fa vedere come si presenterà il circuito una volta montato; a sinistra è possibile osservare come debbano essere disposti il circuito stampato e il trasformatore di alimentazione siglato 51 oppure TN01.22, all'interno del contenitore metallico e, in alto, come quest'ultimo si presenterà una volta chiuso.

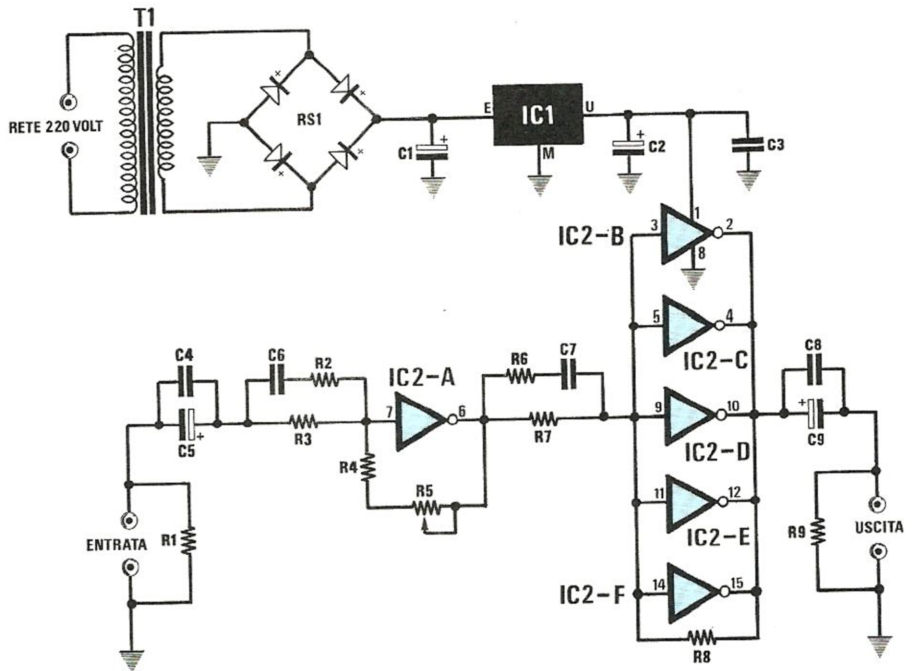


Fig.1 Schema elettrico.

L'uscita di questo stadio amplificatore, tramite una seconda rete di compensazione per le frequenze più elevate (vedi R6, C7 ed R7), viene collegata agli ingressi dei rimanenti 5 inverter, tutti collegati in parallelo in modo da ottenere un piccolo stadio finale di potenza.

Questo stadio finale lavorando in classe A, ci assicura una completa linearità sulla totale gamma di frequenza interessata, in cambio però pretende una corrente di alimentazione molto elevata, circa 60 milliamper, e questo assorbimento lo fa ovviamente surriscaldare.

Come vi spiegheremo nella realizzazione pratica, questo inconveniente lo risolviamo applicando sul corpo dell'integrato una piccola aletta dissipatrice.

Per prelevare dall'amplificatore il segnale video da applicare al secondo videoregistratore, dovremo nuovamente servirci di altri due condensatori di disaccoppiamento (vedi C8 e C9), anch'essi in parallelo, per ottenere, come già precisato per C4 e C5, una migliore linearità nel trasferimento del segnale.

La resistenza R9 da 1.000 ohm posta in parallelo sui terminali di **uscita**, ci assicura un perfetto carico per l'uscita di questo stadio finale di potenza.

ELENCO COMPONENTI LX.810

R1 = 100 ohm 1/4 watt
R2 = 470 ohm 1/4 watt
R3 = 2.200 ohm 1/4 watt
R4 = 1.800 ohm 1/4 watt
R5 = 4.700 ohm pot. lin.
R6 = 2.200 ohm 1/4 watt
R7 = 220 ohm 1/4 watt
R8 = 4.700 ohm 1/4 watt
R9 = 1.000 ohm 1/4 watt
C1 = 1.000 mF elettr. 35 volt
C2 = 47 mF elettr. 25 volt
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 100.000 pF poliestere
C5 = 100 mF elettr. 25 volt
C6 = 22 pF a disco
C7 = 47 pF a disco
C8 = 100.000 pF poliestere
C9 = 100 mF elettr. 25 volt
IC1 = uA.7812
IC2 = CD.4049
RS1 = ponte raddrizz. 100 volt 1 amper
T1 = trasformatore prim. 220 volt
sec. 15 volt 0,5 amper (n. TN01.22)

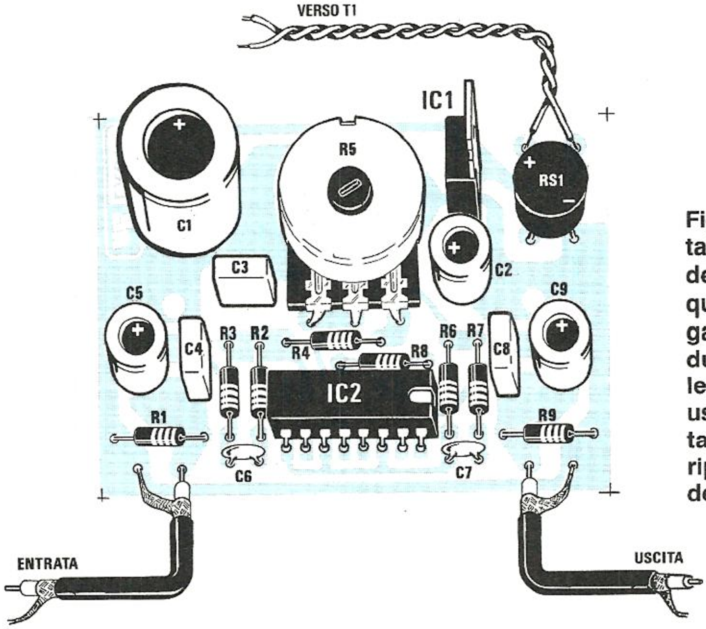
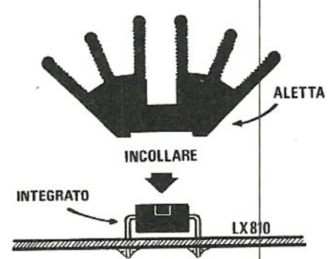
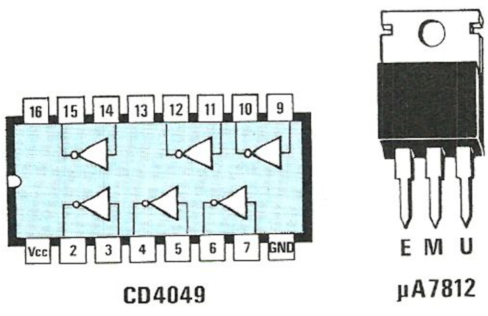


Fig.2 Schema pratico di montaggio dell'amplificatore per videoregistratore. Anche se in questo disegno abbiamo collegato all'ingresso e all'uscita due spezzoni di cavo coassiale, in pratica i due terminali di uscita andranno collegati direttamente ai due BNC (vedi foto riprodotta nella pagina precedente).

Fig.3 Come spiegato nell'articolo, poichè l'integrato CD.4049 assorbe una corrente elevata, generando calore, dovrete necessariamente fissare sopra al suo corpo, con del collante cementatutto, l'aletta di raffreddamento a W che troverete inclusa nel kit.





CD4049

µA7812

Fig.4 Connessioni dell'integrato CD.4049 viste da sopra e dello stabilizzatore uA.7812. Si noti sulla sinistra dell'integrato la tacca di riferimento.

Il circuito è completo di alimentazione, cioè di un trasformatore in grado di erogare sul secondario una tensione di circa 15 volt 0,5 amper, che, raddrizzata da RS1, viene stabilizzata a 12 volt dall'integrato uA.7812, siglato nello schema elettrico IC1.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per questo progetto è necessario utilizzare il circuito stampato siglato LX.810, perchè il disegno sulle due facce è stato più volte modificato, cosí da ridurre al minimo accoppiamenti induttivi e capacitivi tra pista e pista.

Come vedesi nello schema pratico, il potenziometro di **guadagno R5** dovrà necessariamente essere fissato su tale circuito, non solo per evitare dei ritorni di massa fra il corpo metallico del potenziometro e la massa principale del circuito, ma anche e soprattutto per ottenere dei collegamenti, i più corti possibile, tra i suoi terminali e l'integrato IC2.

Una volta in possesso di tale circuito, vi consigliamo di montare dapprima lo zoccolo per l'integrato 4049.

Dopo averne saldati tutti i piedini, potrete inserire le poche resistenze richieste e quindi procedere con i due condensatori ceramici C6 e C7 e i tre condensatori al poliestere da 100.000 pF (sull'involucro troverete stampigliata la sigla .1).

A questo punto potrete montare i quattro condensatori elettrolitici, inserendo il terminale positivo nel foro indicato con un +.

Come vedesi nello schema pratico di fig. 2, a destra, in alto, dovrete collocare il ponte raddrizzatore RS1 ed in prossimità di quest'ultimo l'integrato stabilizzatore uA.7812, rivolgendo la parte metallica del suo corpo verso il ponte RS1.

Nel foro presente nel circuito stampato inserirete il potenziometro R5 e, dopo averlo fissato con il suo dado, ne salderete i tre terminali al circuito stampato con dei corti spezzoni di filo di rame nudo, che potrete ricavare dai terminali delle resistenze che avrete tagliato perchè eccedenti.

L'aletta a W presente nel kit andrà fissata (come vedesi in fig. 3) sul corpo dell'integrato CD.4049, solo dopo che l'avrete inserita nello zoccolo, rivolgendo la tacca di riferimento verso i terminali di uscita.

Per fissare questa aletta vi consigliamo di usare del collante cementatutto adatto per metallo/plastica.

Non utilizzate collanti gommosi adatti solo per legno o carta, perchè con il tempo ed il calore si deteriorerebbero, provocando il distacco dell'aletta.

Terminato il montaggio, tutto il circuito dovrà risultare schermato, pertanto lo dovrete inserire all'interno del piccolo ed economico contenitore da noi predisposto, che dovrete però preventivamente forare.

Con una punta da trapano dovrete praticare un foro sul coperchio per far uscire il perno del potenziometro.

Di lato dovrete eseguire altri due fori per le due prese BNC richieste per l'ingresso e l'uscita e sul lato opposto, un foro per far fuoriuscire il cordone di alimentazione di rete a 220 volt.

Il circuito stampato verrà fissato al piano della scatola con due distanziatori plastici provvisti di base autoadesiva.

Dopo aver inserito nei due fori presenti nel circuito stampato i due distanziatori plastici, dovrete togliere dalla loro base la carta di protezione in modo da mettere a nudo l'adesivo, premendoli poi con forza sul piano della scatola.

Una volta fissato il circuito stampato, inserirete i due BNC e dopo averne stretto i dadi, con un corto spezzone di filo di rame nudo, o con un corto spezzone di cavo coassiale da 52 ohm, dovrete congiungere il terminale ingresso segnale ed uscita presente sul circuito stampato, ai due BNC.

Non dimenticatevi di collegare la massa di questi due BNC al terminale presente sul circuito stampato, che fa capo alla «massa» principale collegata al negativo di alimentazione.

Ovviamente dovrete pure collegare il secondario del trasformatore di alimentazione all'ingresso del ponte raddrizzatore e, a operazione conclusa, il circuito sarà pronto per svolgere la sua funzione.

Chiusa la scatola con il coperchio, potrete subito controllare con due videoregistratori in che posizione vi conviene ruotare il potenziometro R5 per ottenere delle copie duplicate perfette come le originali.

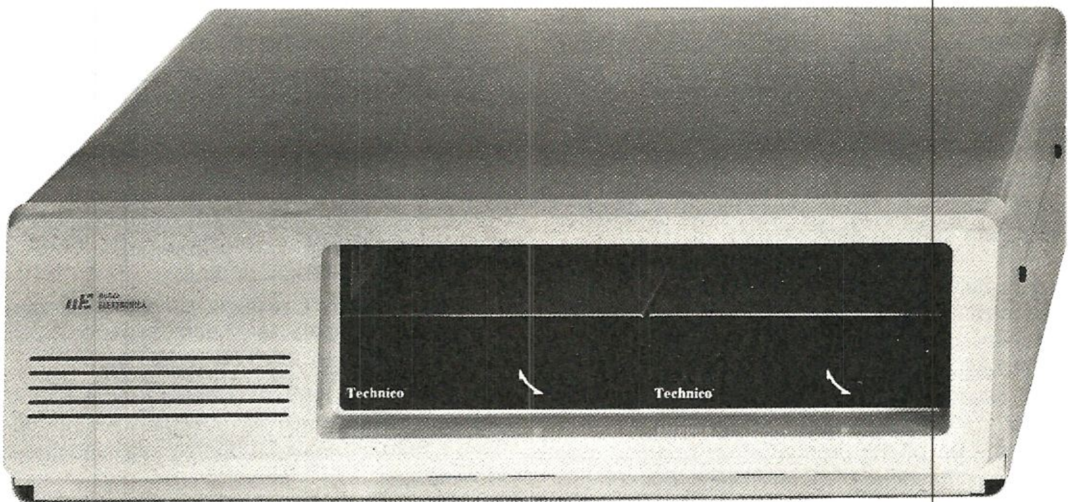
Potrete quindi segnare con un punto in colore o con un segno inciso sul pannello, la posizione in cui è consigliabile ruotare questa manopola per avere sul videoregistratore delle immagini di alta qualità.

COSTO DI REALIZZAZIONE

Tutto l'occorrente per la realizzazione del kit LX.810 (vedi fig. 2), con l'aggiunta di una manopola per il potenziometro, del contenitore metallico, dell'aletta W, di due BNC, piú il trasformatore di alimentazione TN01.22 .... L. 25.000

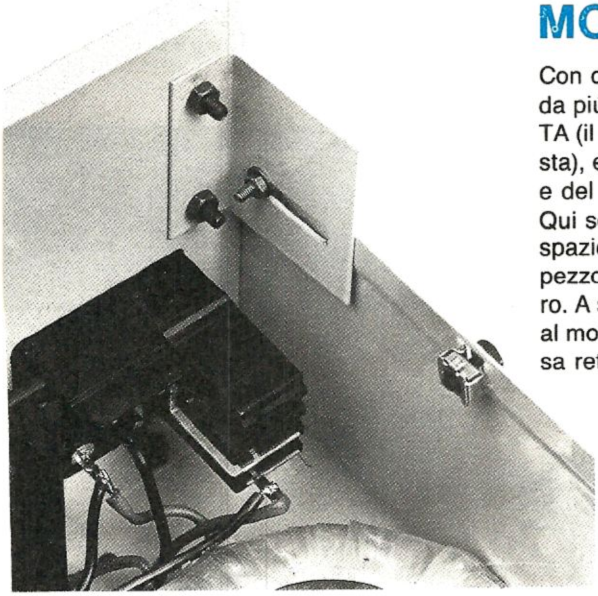
Il solo circuito stampato LX.810 ..... L. 3.800

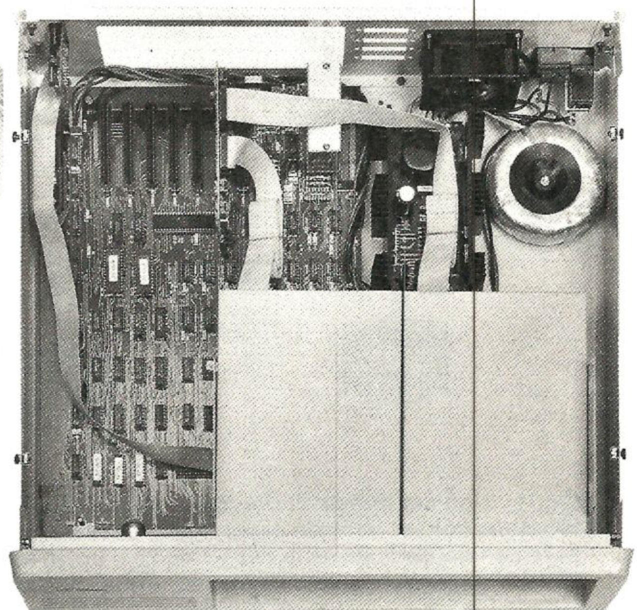
Nei prezzi sopraindicati non sono incluse le spese postali di spedizione a domicilio.



MOBILE PER computer DELTA

Con queste tre fotografie desideriamo rispondere alla richiesta da piú parti pervenutaci, di vedere il mobile del computer DELTA (il cui progetto è stato pubblicato nel n. 104 della nostra rivista), e la disposizione al suo interno dei relativi circuiti stampati e del trasformatore toroidale.
Qui sopra è riprodotta la foto del mobile visto frontalmente. Lo spazio riservato ai due drive-floppy potrà essere chiuso con un pezzo di plexiglass o con un ritaglio di lamierino verniciato in nero. A sinistra, il particolare delle squadrette utilizzate per fissare al mobile il pannello posteriore e quello anteriore. Si noti la presa rete.





A destra sono visibili i due drive-floppy montati sul piano sopraelevato già presente all'interno del mobile. Sul pannello posteriore abbiamo previsto lo spazio necessario per applicare una eventuale ventola di raffreddamento.

COSTO MOBILE

Il costo del mobile, completo di pannello frontale plastico satinato, piú supporto per drive-floppy .... L. 70.000

Costo di spedizione del mobile tramite PPTT .... L. 12.000

In un ufficio o in una azienda prima o poi si presenta la necessità di installare un interfono per 3, oppure 4-5 ed anche 10 utenze, e se vi é stato affidato un simile incarico, vi sarete accorti che risolvere questo problema non é molto semplice.

Non esiste infatti in commercio un interfono così flessibile da adattarsi a tale esigenza o che, in caso di necessità, dia la possibilità di aumentare o ridurre il numero degli utenti.

Quelli che si riescono a reperire, più aumentano gli ambienti da collegare, più risultano di difficile installazione, perché incrementandosi notevolmente il numero dei fili presenti nell'interno del cavo, si presenta il problema di come e dove far passare quest'ultimo, perché giunga sulla scrivania che interessa.

Rimane un ultimo problema, se scegliamo ad esempio un interfono per 6 od 8 utenti, quando due di essi tengono occupata la linea, gli altri si trovano nell'impossibilità di comunicare tra di loro, sempre che non si aumenti il numero dei fili nei cavi di collegamento.

Malgrado ciò, questi interfono non garantiscono la «segretezza», cioè, se un qualsiasi utente si inserisce in una linea già occupata, può tranquillamente ascoltare la comunicazione in corso, senza che gli interessati se ne accorgano.

L'interfono «multiutente» che ora vi descriviamo, presenta invece questi vantaggi:

1 = È molto versatile, perché con una sola centralina c'é la possibilità di collegare 2 - 3 - 4 - 5 - 6 - 7 - 8 - 9 - 10 luoghi di utenza.

2 = Per collegare tutti questi utenti, si utilizza un SOLO cavo coassiale da 52 ohm (si può utilizzare un cavo sottile tipo RG.174), vedi fig. 1.

3 = È possibile togliere o inserire nella linea un qualsiasi interfono, senza modificare l'impianto e senza effettuare alcuna modifica sugli altri circuiti già installati.

4 = Ogni utente risulta INDIPENDENTE, vale a dire che non esiste un utente «principale», perciò ciascuno può chiamare uno qualsiasi degli altri 9 e viceversa, cioé l'utente N. 10 può chiamare e par-

UN INTERFONO

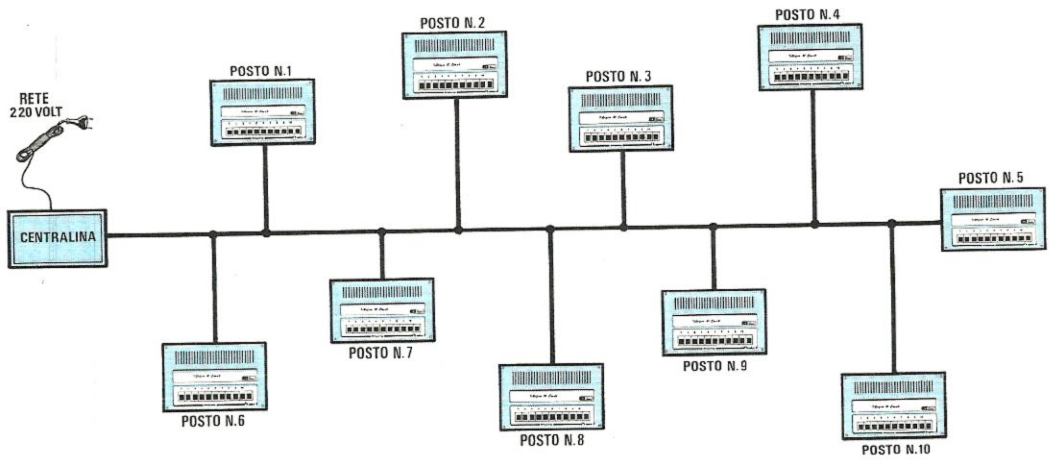
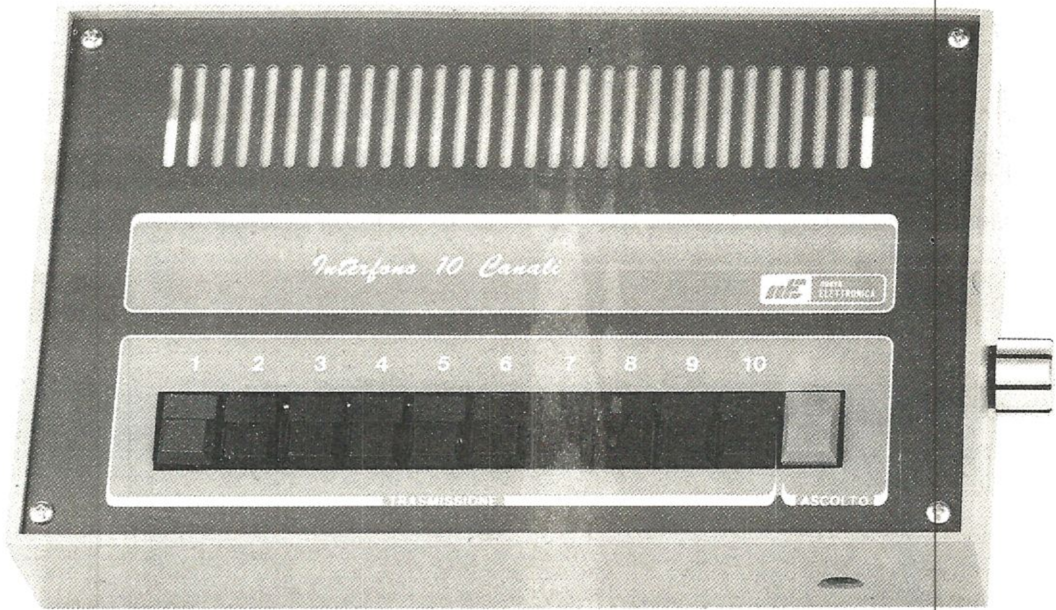


Fig. 1 Uno dei principali pregi di questo progetto consiste nel poter collegare i dieci interfono con un normale cavetto coassiale da 52 ohm (tipo RG. 174), molto sottile, oppure con del comune cavo per TV da 75 ohm. In tale cavo oltre al segnale di BF, scorrerà anche la tensione impulsiva necessaria ad alimentare tutti gli interfono collegati in linea.



da 2 a 10 CANALI

Lo schema che vi presentiamo consente di collegare su un unico cavo coassiale da un minimo di 2 ad un massimo di 10 utenti. Ciascuno di questi potrà parlare con il proprio corrispondente in totale segretezza, perché nessun altro utente, se non quello chiamato, potrà ascoltare la comunicazione.

lare con l'1, il 2, il 3, il 4, il 5, il 6, il 7, l'8, il 9 e ognuno di questi può chiamare simultaneamente gli altri nove.

5 = In un impianto a 10 canali, tutti CONTEMPORANEAMENTE possono parlare con il corrispondente, senza che NESSUNO degli altri 8 possa ascoltare. Così l'utente N. 3 può parlare con il N. 4 quando già il N. 10 sta parlando con il N. 2 e il N. 5 con il N. 6, mentre, in un'altra stanza, il N. 1 sta chiamando il N. 7 e il N. 8 é in comunicazione con il N. 9.

6 = Se l'utente N. 3 desidera mettersi in contatto con il N. 2, mentre questi sta parlando con il N. 10, può avvisarlo, ma non potrà ascoltare la comunicazione che avviene tra il N. 2 ed il N. 10; d'altra parte il N. 10 non potrà sentire la chiamata del N. 3, anche se in diretto contatto con il N. 2, né la risposta che il N. 2 darà al N. 3, che potrà essere: «Aspetta un secondo, finisco con quel seccatore del N. 10 e poi ti richiamo».

E così quest'ultimo, tornando in comunicazione con il N. 10, potrebbe dire: «Mi ha chiamato quell'antipatico del N. 3, aspetta in linea che sento cosa vuole».

Tutto questo lo otteniamo adottando un circuito chiamato **TDM** (Time - Division - Mode), quindi an-

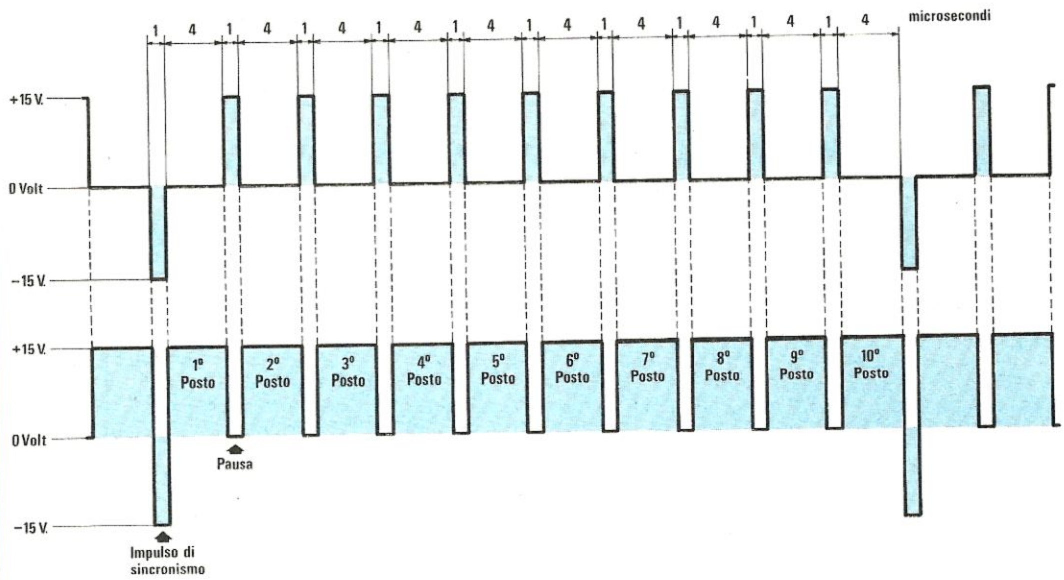


Fig. 2 Come spiegato nell'articolo, la centralina (da noi chiamata Controller), invierà lungo la linea un primo impulso a 15 volt negativi che servirà per il «sincronismo», seguiranno quindi delle pause a livello logico 0 di 4 microsecondi, separate ognuna da un impulso a livello logico 1 della durata di 1 microsecondo, che svolge la funzione di «clock». Le dieci pause di 4 microsecondi corrispondono al tempo che ogni interfono ha a disposizione per comunicare o ascoltare.

che se non vi interessa realizzare questo interfono, sarà sempre interessante e istruttivo conoscerne il principio di funzionamento, perché il nostro obiettivo, non é solo quello di pubblicare dei progetti validi e sempre più interessanti, ma anche di cercare soluzioni «originali», che, una volta comprese, vi potranno risultare molto utili per future e diverse applicazioni.

TDM

Per realizzare un circuito TDM occorre un circuito di CONTROLLER in grado di inviare sul cavo coassiale di comunicazione, utilizzato per collegare tutti gli interfono, una serie di impulsi di TEMPORIZZAZIONE che **sincronizzino** ogni unità ad intervalli prestabiliti.

Come vedesi in fig. 2, per un circuito che può accettare un massimo di 10 interfono (anche se il circuito é predisposto per questo numero lo si può utilizzare per un numero inferiore, cioé per 2 - 3 - 4), é necessario un PRIMO impulso NEGATIVO di SINCRONIZZAZIONE di **1 microsecondo**, seguito da 10 intervalli a **livello logico 0** della durata di **4 microsecondi** ciascuno, separati da impulsi POSITIVI (**livello logico 1**) della durata di **1 microsecondo**.

In pratica, ogni interfono rimarrà ATTIVO per soli **4 microsecondi** (livello logico 0) e, terminato questo tempo, l'impulso di **1 microsecondo** a livello logico 1 che svolge contemporaneamente anche la funzione di CLOCK, interromperà il funzionamento del canale attivo selezionando per altri **4 microsecondi** il successivo canale e così di seguito fino al 10 canale.

Raggiunto il decimo canale RIPARTIRÀ il segnale di SINCRONISMO, che riaprirà per altri **4 microsecondi** il canale 1, poi il 2, il 3, il 4 ecc., fino al 10.

Non pretendiamo comunque che con questa semplice spiegazione abbiate già compreso il funzionamento del sistema **TDM** per cui, introdotto l'argomento, vediamo di approfondirlo più dettagliatamente.

Innanzitutto vogliamo precisare che l'indirizzo che abbiamo assegnato ad ogni singola stazione, cioé N. 1, N. 2, N. 3 ecc., non é un indirizzo **asso-**

luto, ma soltanto **l'indirizzo di ricezione** della singola scheda.

Infatti, l'interfono **N. 1** ascolterà tutto ciò che é presente sulla linea comune di collegamento soltanto durante **i primi** 4 microsecondi di temporizzazione (vedi fig. 2), l'interfono **N. 2** rimarrà in ascolto durante **i secondi** 4 microsecondi, l'interfono **N. 3 per i terzi** 4 microsecondi e così via per tutti i dieci successivi tempi, sempre di **4 microsecondi**, generati dal Controller.

La trasmissione, per ciascuna stazione, avverrà sempre e solo sulla temporizzazione assegnata ad ogni utente. Supponiamo che la stazione N. 2 voglia comunicare con la N. 7: per far questo, la stazione N. 2 dovrà semplicemente premere il pulsante N. 7 di chiamata. Così facendo, la stazione N. 2 si sincronizzerà sul **settimo** intervallo di tempo generato dal Controller ed inviando il messaggio, questo giungerà solo ed esclusivamente all'utente N. 7, perché a quest'ultimo é stato assegnato il «canale 7».

La stazione N. 7 nel rispondere alla stazione N. 2 si servirà sempre del «canale 7», perché l'utente N. 2, chiamando il N. 7 utilizzerà, anche in ricezione, lo stesso canale. In pratica, la stazione «chiamante» invierà il proprio messaggio sul «canale» assegnato al corrispondente e questo «risponderà» utilizzando il proprio «canale».

Poiché vogliamo avere la certezza che abbiate compreso come funziona questo sistema TDM, vi proponiamo un altro esempio che risulterà più facile da assimilare.

Ammettiamo di essere un CB denominato A e di disporre di un ricetrasmettitore sintonizzato in «ricezione» sulla frequenza di 27.000 KHz e di conoscere altri amici CB, anch'essi in possesso di un ricetrasmettitore sintonizzato, ognuno, su una diversa frequenza:

B = su 27.100 KHz
C = su 27.200 KHz
D = su 27.300 KHz
E = su 27.400 KHz
F = su 27.500 KHz
G = su 27.600 KHz
H = su 27.700 KHz
I = su 27.800 KHz
L = su 27.900 KHz

Se volessimo collegarci con il CB siglato **D** dovremmo «chiamarlo» sulla frequenza di **27.300 KHz** e questi ovviamente dovrebbe «risponderci» trasmettendo sulla frequenza di 27.000 KHz, in quanto questa é la frequenza in cui risulta sintonizzato il nostro trasmettitore; premendo il pulsante 7, però, automaticamente il nostro ricevitore si sarà «autosintonizzato» sul «canale 7», quindi parleremo ed ascolteremo sui **27.300 KHz**.

Contemporaneamente il CB siglato **L** se vorrà mettersi in comunicazione con il CB siglato **E**, dovrà sintonizzarsi sulla frequenza di **27.400 KHz**. Quest'ultimo, a sua volta, parlando con **L**, risponderà sulla frequenza di **27.400 KHz**.

Noi che abbiamo la sigla A e abbiamo il ricevitore sintonizzato sui 27.000 KHz non potremo ascoltare gli altri CB, e gli altri non potranno ascoltare la conversazione che intercorre tra noi e il CB siglato D, perché se noi chiamiamo **D** utilizzere-

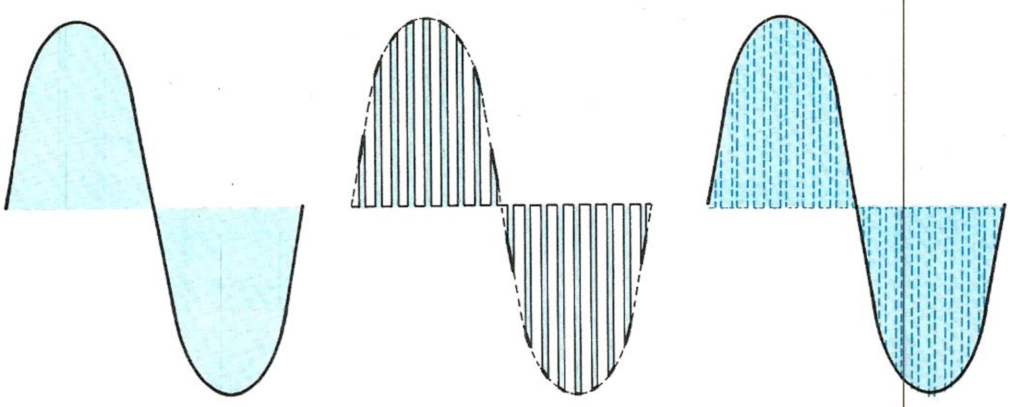


Fig. 3 Nel tempo complessivo di 50 microsecondi ogni interfono risulterà attivo per soli 4 microsecondi. Ovviamente la sinusoide del segnale di BF giungerà sul ricevitore incompleta (vedi figura centrale), ma di questo non dovrete preoccuparvi, perché un «integratore» presente all'interno dell'interfono provvederà a completarla (vedi figura a destra).

[redacted]

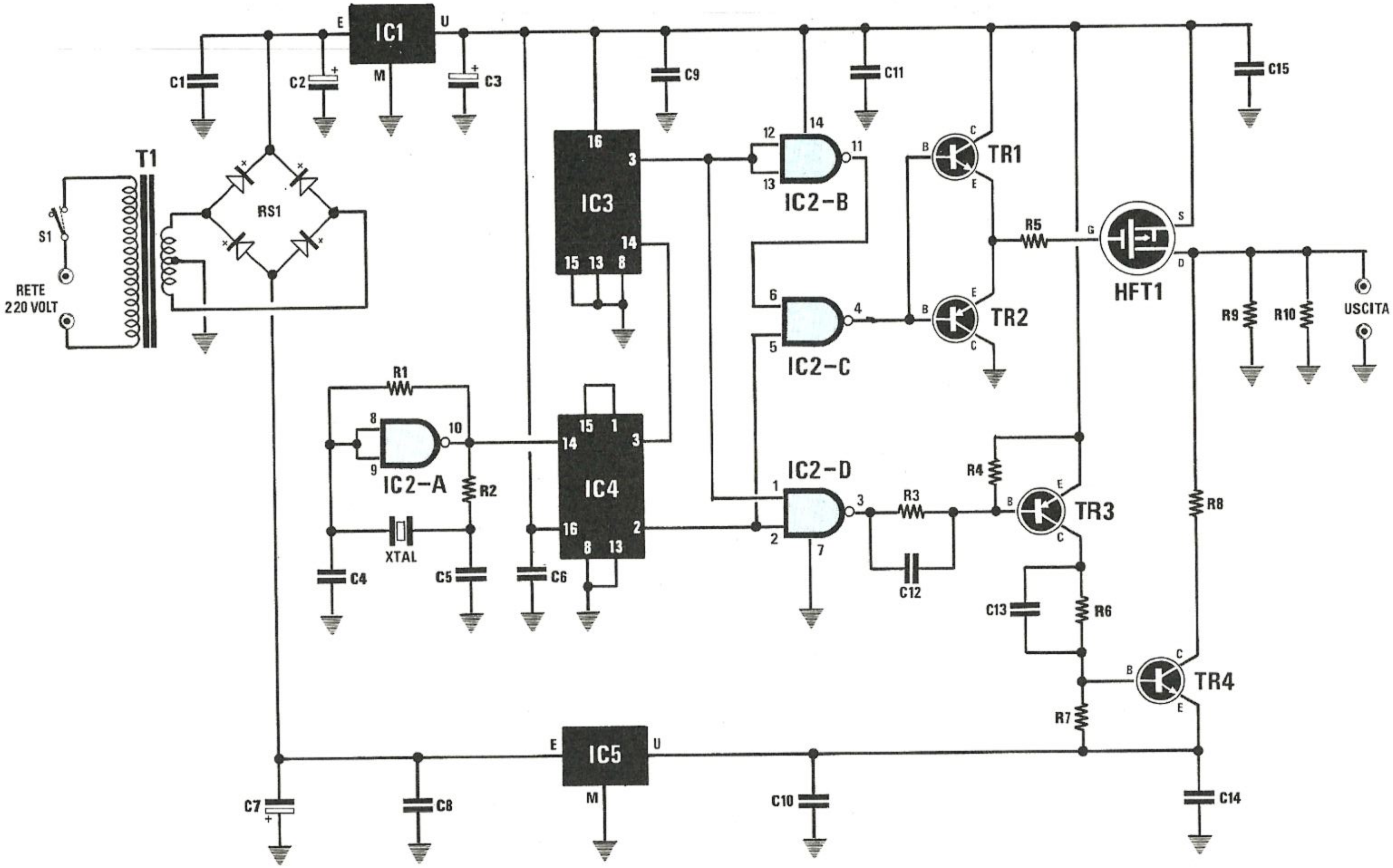


Fig. 4 **Schema elettrico del CONTROLLER necessario per pilotare ed alimentare tutti gli INTERFONO.**

[redacted]

mo il canale dei **27.300** KHz, se **D** chiamerà noi, utilizzerà il canale di 27.000 KHz.

Dopo questo esempio possiamo ritornare alla fig. 2.

Non appena su TUTTI i 10 interfono giungerà l'impulso di SINCRONISMO, solo l'interfono che abbiamo «battezzato N. 1» risulterà funzionante per **i primi** 4 microsecondi, poi verrà automaticamente escluso dalla linea per 46 microsecondi.

Come già sappiamo, durante questo periodo di tempo, l'interfono N. 1 **ascolterà** tutto ciò che risulterà incluso in questi primi 4 microsecondi.

Passati 4 microsecondi + 1 microsecondo dall'impulso di sincronismo, cioé trascorsi **5 microsecondi**, diventerà attivo per 4 microsecondi l'interfono N. 2, quindi qualsiasi messaggio indirizzato al N. 2 inizierà dopo 5 microsecondi dall'impulso di sincronismo e per un tempo massimo di 4 microsecondi.

Dopo un tempo di 4 + 1 microsecondi (interfono 1) ed ancora 4 + 1 (interfono 2) pari ad un totale di **10 microsecondi**, diventerà attivo, sempre per un tempo di 4 microsecondi, l'interfono N. 3.

Pertanto dopo un tempo di 4 + 1 (interfono 1), più ancora 4 + 1 (interfono 2), 4 + 1 (interfono 3), pari a **15 microsecondi**, diventerà attivo l'interfono N. 4 per il tempo di 4 microsecondi.

A questo punto é facile intuire che l'interfono N. 5 diventerà attivo dopo (4 + 1) + (4 + 1) + (4 + 1) + (4 + 1) = **20 microsecondi**.

L'interfono N. 6 dopo altri 5 microsecondi, cioé allo scoccare dei **25 microsecondi**. Pertanto l'ultimo interfono N. 10 diventerà attivo dopo un tempo di **45 microsecondi** dall'impulso iniziale di sincronismo e lo rimarrà per soli **4 microsecondi**, dopodiché, con un nuovo impulso di sincronismo, si ripeterà nuovamente il ciclo.

In totale quindi, per ottenere un completo **ciclo di scansione**, dalla partenza dell'impulso di sincronismo fino al successivo, trascorreranno esattamente **50 microsecondi**.

Questo ciclo continuo di scansione di tutte le stazioni fa sì che, mentre parliamo, la nostra voce subisca una **interruzione** di 50 microsecondi, cioé un tempo così irrisorio che oltre a non accorgercene, lascia inalterato il timbro e la comprensibilità del parlato.

Qui vorremmo aggiungere che questo sistema é quasi analogo al MULTIPLEXER utilizzato negli orologi o nei frequenzimetri digitali, per pilotare con una sola DECODIFICA più display posti in parallelo. Infatti, avendo 4 display collegati in parallelo, se in tutti giunge il numero 9.9.9.9, ma questo numero interessa solo il terzo display, vedremo apparire il 9 solo sul terzo display, cioé 0.0.9.0.

Se successivamente sui quattro display giunge il numero 2.2.2.2 e questo numero interessa solo il primo display, vedremo apparire il numero 2 solo sul primo display, cioé 2.0.0.0. Perché questo avvenga, é necessario che tutti i 10 interfono risultino sincronizzati in modo da ottenere questa condizione:

Interfono N. 1 = deve ascoltare la linea appena ricevuto l'impulso di sincronismo e dopo 4 microsecondi bloccarsi.

Interfono N. 2 = deve ascoltare la linea dopo il secondo impulso di clock e dopo 4 microsecondi bloccarsi.

R1	= 2,2 magaohm 1/4 watt
R2	= 3.300 ohm 1/4 watt
R3	= 4.700 ohm 1/4 watt
R4	= 330 ohm 1/4 watt
R5	= 10 ohm 1/4 watt
R6	= 4.700 ohm 1/4 watt
R7	= 56 ohm 1/4 watt
R8	= 4,7 ohm 1/2 watt
R9	= 10 ohm 1/2 watt
R10	= 10 ohm 1/2 watt
C1	= 100.000 pF poliestere
C2	= 2.200 mF elettr. 50 volt
C3	= 100 mF elettr. 35 volt
C4	= 47 pF a disco
C5	= 47 pF a disco
C6	= 100.000 pF poliestere
C7	= 470 mF elettr. 25 volt
C8	= 100.000 pF poliestere
C9	= 100.000 pF poliestere
C10	= 1 mF poliestere
C11	= 100.000 pF poliestere
C12	= 180 pF a disco
C13	= 47 pF a disco
C14	= 100.000 pF poliestere
C15	= 100.000 pF poliestere
TR1	= NPN tipo BC.237
TR2	= PNP tipo BC.212
TR3	= PNP tipo BC.212
TR4	= NPN tipo BD.139
HFT1	= hexfet tipo IRF.9532
IC1	= uA.7815
IC2	= CD.4011
IC3	= CD.4017
IC4	= CD.4017
IC5	= uA.7915
XTAL	= quarzo 1 MHz
RS1	= ponte raddrizz. 100 volt 1 amper
T1	= trasformatore prim. 220 volt
	sec. 17+17 V. - 1A. (n. TN02.15)
S1	= interruttore

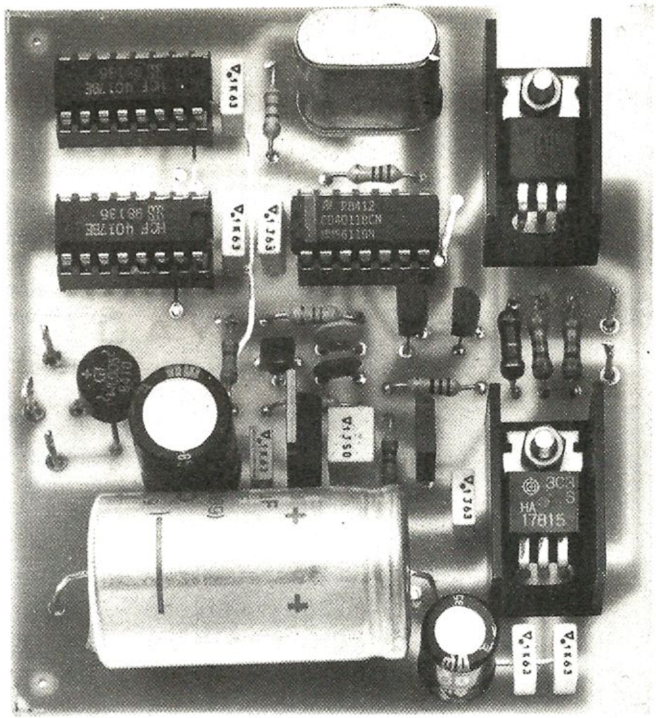


Fig. 5 Foto del Controller. Sopra alla due piccole alette di raffreddamento abbiamo collocato l'Hexfet IRF.9532 (in alto) e l'integrato stabilizzatore uA.7815 (in basso). Si noti il quarzo da 1 MHz saldato direttamente sul circuito stampato.

Interfono N. 3 = deve ascoltare la linea dopo il terzo impulso di clock e dopo 4 secondi bloccarsi.

Interfono N. 4 = deve ascoltare la linea dopo il quarto impulso di clock e dopo 4 secondi bloccarsi.

Interfono N. 5 = deve ascoltare la linea dopo il quinto impulso di clock e dopo 4 microsecondi bloccarsi.

E così sempre comandati dagli impulsi di clock provenienti dal Controller, entreranno in linea l'interfono N. 6, poi il N. 7, il N. 8, il N. 9, infine il N. 10 e passati 4 microsecondi, avremo un nuovo impulso di SINCRONISMO ed il ciclo si ripeterà con l'interfono N. 1, poi con il N. 2, ecc.

Per concludere questa introduzione «teorica», vediamo assieme cosa si verifica quando con l'interfono N. 2 chiamiamo l'interfono N. 9 e viceversa.

L'interfono N. 9 riceverà il nostro parlato solo per 4 microsecondi, poi si avrà una pausa di **46 microsecondi**, trascorso questo tempo nuovamente riceverà il parlato per altri 4 microsecondi, ai quali seguirà un'altra pausa di **46 microsecondi** e così via.

Lo stesso dicasi quando il N. 9 ci risponderà, cioé per **4 microsecondi** ascolteremo la sua risposta e per **46 microsecondi** rimarremo esclusi.

Ovviamente qualcuno penserà che **togliendo** dalla voce 46 microsecondi questa non risulti più comprensibile.

Ciò invece non si verifica, perché nell'interfono esiste un circuito INTEGRATORE che corregge questo «taglio».

Ad esempio, anche se una **sinusoide** giungerà con una forma come quella visibile in fig. 3, cioé con un certo numero di pause, quindi notevolmente diversa da come dovrebbe in pratica risultare (vedi fig. 3), l'integratore presente nell'interno dell'interfono, come dice il termine stesso, provvederà a COMPLETARE quest'onda, in modo da renderla perfettamente sinusoidale.

Per rendere comprensibile questo esempio, in fig. 3 abbiamo volutamente ridotto il numero tra tempi di lavoro e tempi di pausa, infatti in una sinusoide di soli **1.000 Hz** avremmo dovuto inserire, per attenerci scrupolosamente alla realtà, ben **20 pause**.

Spiegato a grandi linee il funzionamento di questo interfono possiamo ora passare agli schemi elettrici, per vedere più dettagliatamente come é composto il circuito CONTROLLER e quello degli INTERFONO.

IL CIRCUITO «CONTROLLER»

Poiché abbiamo dei tempi ben definiti da rispettare, cioé un primo **impulso negativo di sincronismo** della durata di **1 microsecondo**, seguito da un livello logico 0, che deve risultare esattamente di 4 microsecondi e da un impulso di «clock» a livello logico 1, che deve esattamente durare 1 microsecondo, per ottenere questi impulsi é necessario un oscillatore quarzato che otteniamo, come vedesi in fig. 4, con una porta Nand ed un quarzo da 1 Megahertz.

I due integrati IC4 ed IC3 presenti in tale circuito sono due normali divisori C/MOS tipo CD.4017, che ci servono per ottenere, partendo dalla frequenza di 1 MHz, l'**impulso di sincronizzazione** ed i nove impulsi di clock necessari alla separazione dei 10 canali.

Più precisamente, sul piedino 2 di uscita di IC4 saranno presenti gli impulsi di **sincronismo**, mentre sul piedino 3 di uscita di IC3 gli impulsi di **separazione di clock**.

Questi impulsi, tramite le tre porte Nand siglate IC2-B, IC2-C ed IC2-D, giungeranno allo stadio di uscita composto da quattro transistor (vedi da TR2 a TR4) e da un mosfet di potenza siglato HFT1.

I primi due transistor TR1 e TR2 vengono utilizzati come amplificatori per pilotare correttamente il GATE del mosfet HFT1, il quale invierà poi sulla linea (cavo coassiale), gli impulsi positivi di **separazione di clock** a **+ 15 volt**, utilizzati per attivare in sequenza le dieci stazioni.

In tale schema si é preferito utilizzare un mosfet di potenza al posto di un normale transistor, in quanto, come vedremo meglio nella descrizione dello schema elettrico, gli impulsi positivi di sincronismo verranno utilizzati anche per **alimentare** gli interfono; pertanto, ci occorrevano degli impulsi **di potenza**, in grado di erogare una adeguata corrente.

I transistor TR3 e TR4 in questo circuito vengono utilizzati solo per amplificare l'**impulso negativo di sincronismo** a —15 volt, che invieremo sulla linea tramite la resistenza R8.

Poiché tali impulsi verranno utilizzati solo ed esclusivamente per sincronizzare fra loro i dieci interfono, non ci serve un impulso «di potenza», pertanto lo stadio di uscita a due transistor da noi utilizzato assolve perfettamente il suo compito.

Lo stadio di alimentazione, come vedesi ancora in fig. 4, é composto da un trasformatore di alimentazione siglato T1, con primario a 220 volt e secondario a 17 + 17 volt, 1 amper. Il ponte raddrizzatore RS1 raddrizzerà questa tensione e i due integrati stabilizzatori IC1 ed IC5, ci consentiranno di ottenere in uscita la necessaria tensione stabilizzata, più precisamente l'integrato uA.7815 ci servirà per ottenere la tensione positiva a 15 volt e l'uA.7915, la tensione negativa di 15 volt.

Detto questo, possiamo passare allo schema elettrico del relativo **interfono**.

IL CIRCUITO INTERFONO

Lo schema elettrico dell'INTERFONO (vedi fig. 8), anche se apparentemente potrebbe sembrare molto complesso per tutte quelle porte Nand ed Inverter che lo caratterizzano, risulta di semplice realizzazione.

Questo schema si può suddividere in parti ben distinte:

Stadio preamplificatore BF = necessario per amplificare il segnale captato dal microfono e che invieremo all'interfono che desideriamo chiamare premendo uno dei pulsanti da P2 a P11.

Stadio finale di BF = necessario per amplificare il segnale proveniente dall'interfono in cui stiamo parlando, ad un giusto livello per pilotare l'altoparlante.

Stadio digitale = per la sincronizzazione e l'attivazione dell'interfono in funzione dell'indirizzo selezionato sul ponticello S1.

Per la descrizione partiremo dal microfono preamplificato, visibile in alto a sinistra dello schema elettrico e facilmente individuabile perché siglato «micro».

Il segnale di BF captato e presente sul terminale U, tramite il condensatore C1, viene trasferito sul piedino 5 di IC1-A per essere preamplificato.

Il trimmer R6, posto sull'uscita di IC1-A, servirà per regolare la sensibilità del microfono, e dovrà essere regolato in fase di collaudo in modo da non avere, in qualunque condizione, l'**effetto Larsen** che si manifesta con un fastidioso fischio dovuto all'innesco di una reazione fra il microfono e l'altoparlante.

Il secondo operazionale IC1-B amplificherà ulteriormente questo segnale prima di applicarlo, come risulta visibile, sull'emettitore del transistor TR1 che verrà utilizzato come **interruttore elettronico di trasmissione**.

Infatti, quando il circuito digitale di sincronizzazione (vedi IC2-C, IC2-D, IC3-A, IC3-B, IC2F ed IC5) avrà riconosciuto l'intervallo di tempo assegnato alla nostra stazione, attraverso il Nand IC3-C, invierà la tensione di polarizzazione sulla base del transistor TR1, che potrà così inviare il segnale di BF, attraverso la resistenza R26, sulla linea comune di collegamento.

Il connettore a tre poli siglato PC1, che troviamo collegato sul piedino 2 di IC1-B, é stato inserito nel caso si desideri inviare una NOTA DI CHIAMATA, ogniqualvolta si preme uno dei pulsanti da P2 a P9 per comunicare con la corrispondente stazione.

Chiudendo questo ponticello, cioé cortocircuitando il terminale centrale di PC1 con il terminale «C»,

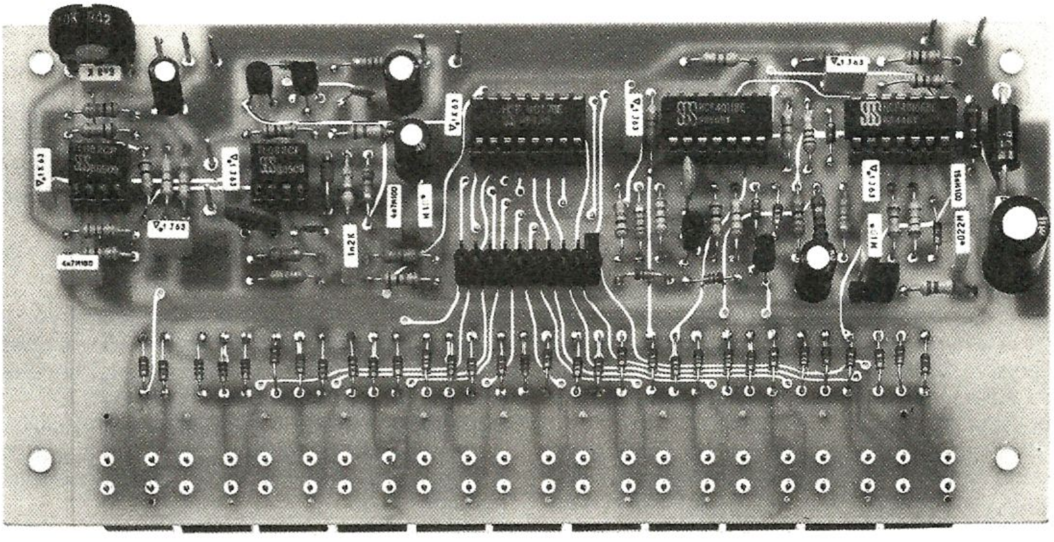


Fig. 6 Foto della scheda Interfono vista dal lato componenti. Come abbiamo più volte precisato, le foto riportate sulla rivista sono quelle dei circuiti che utilizziamo per il collaudo, pertanto risultano ancora sprovvisti di disegno serigrafico e della speciale vernice di protezione che viene impiegata solo nella lavorazione finale.

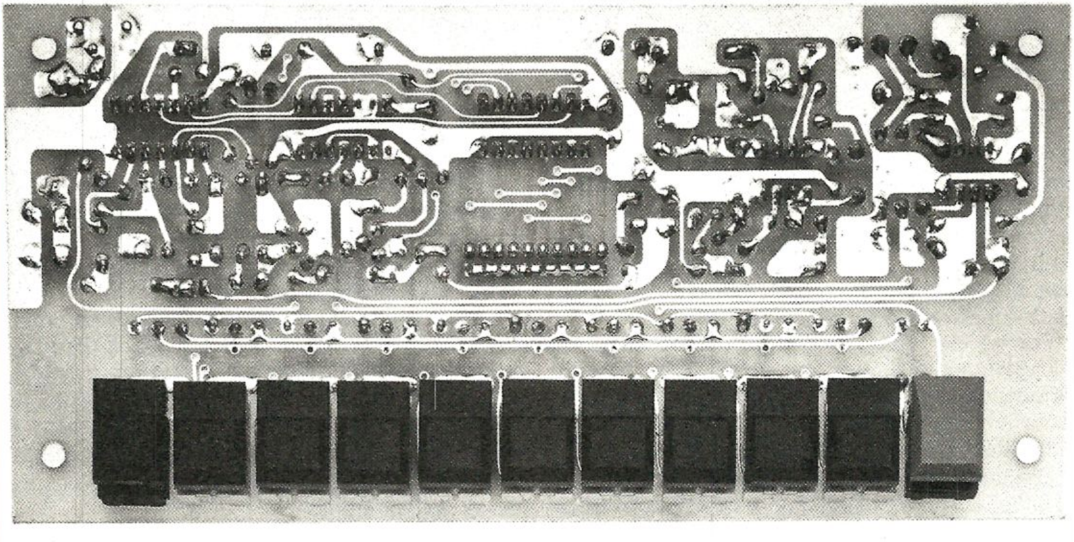


Fig. 7 Dal lato opposto del circuito visibile in fig. 6, andranno inseriti gli undici pulsanti richiesti, cioè dieci per la chiamata ed uno di colore diverso (vedi a destra) per la risposta. Si raccomanda di eseguire delle ottime saldature evitando di allontanare il saldatore dal punto interessato, se lo stagno non si sarà totalmente liquefatto sulla pista in rame.

ogni volta che premeremo uno dei nove pulsanti di chiamata, giungerà sul piedino 2 di IC1-B una nota acustica di circa 1.000 Hz che, inviata sulla linea, giungerà alla stazione voluta avvertendo l'utente della nostra richiesta di comunicazione.

Questa nota durerà soltanto mezzo secondo, tempo questo stabilito dal valore dalla resistenza R27 e dalla capacità del condensatore C15, dopodiché l'oscillatore si bloccherà, per permettere la comunicazione.

Dallo stadio «trasmittente» passiamo ora a quello «ricevente», cioé al segnale che l'altro utente invierà a noi come risposta.

La funzione principale di questo stadio viene svolta dal transistor TR2 e dai due diodi DS6 e DS7, utilizzati come **interruttori elettronici di ricezione**. Infatti, dalla linea di collegamento (cioé tramite il cavo coassiale da 52 ohm collegato sulle boccole «ingresso»), il segnale giungerà, tramite la resistenza R26 ed il diodo DS6, sul punto di giunzione delle due resistenze R12 ed R33, collegate fra la massa ed il collettore del transistor TR2.

Poiché la nostra stazione dovrà rimanere attiva **soltanto** per il tempo da noi prefissato, cioé 4 microsecondi, e rimanere bloccata per 46 microsecondi, il transistor TR2 polarizzerà inversamente i due diodi DS6 e DS7, impedendo così a tutti i segnali di BF non interessati, di giungere sull'operazionale IC4-A e da questo, attraverso lo stadio di potenza, sull'altoparlante.

Solo quando il circuito digitale di sincronizzazione riconoscerà il «canale» della stazione ricevente, il Nand IC3-D sbloccherà il transistor TR2, dando via libera al segnale di BF che potrà così giungere sull'altoparlante.

Il circuito **integratore** necessario a «ricomporre» il segnale di BF delle parti mancanti (vedi fig. 3), é costituito dall'amplificatore operazionale siglato IC4 e dalla rete di integrazione composta da R35, C21, C9, R16, C22, R17, R18, C23 e C10.

Il segnale di BF ricomposto, disponibile sul piedino 1 di uscita di IC4-A, verrà dosato al giusto volume dal potenziometro R20 e quindi inviato allo stadio finale composto dall'operazionale IC4-B e dai due transistor TR3 e TR4.

A questo punto possiamo passare alla parte «digitale» del circuito, visibile in basso nello schema elettrico di fig. 8.

Iniziamo subito dalle due porte invertenti IC2-D ed IC2-C, che utilizziamo per **estrarre** dalla linea comune di collegamento i segnali di **clock** e di **sincronismo**.

Come vedesi, il piedino 11 di ingresso di IC2-D viene mantenuto a livello logico 1 dalla resistenza di polarizzazione R28 e perciò gli impulsi di clock, che come già sappiamo sono a livello logico 1, non varieranno il livello logico presente sul suo ingresso e quindi l'inverter, con questi impulsi, non genererà in uscita alcun segnale.

Quando invece dalla linea giungerà un **impulso di sincronismo**, poiché questo é di **15 volt NEGATIVI**, il livello logico sull'ingresso di IC2-D passerà da 1 a 0 e perciò sul suo piedino di uscita 10 troveremo questo impulso invertito di polarità, cioé avremo un impulso positivo corrispondente all'impulso di sincronismo.

Per quanto riguarda l'inverter IC2-C, poichè il suo piedino di ingresso 13 non risulta, come il precedente, collegato al positivo di alimentazione, si troverà normalmente a livello logico 0 e perciò risultando anche gli impulsi di sincronismo a livello logico 0, l'uscita non cambierà il suo livello logico.

Quando sull'ingresso di IC2-C giungeranno gli **impulsi di clock** a 15 volt POSITIVI, sul piedino di uscita 12 ci ritroveremo degli impulsi negativi in corrispondenza di ogni impulso di clock proveniente dalla linea comune di collegamento.

I segnali di **clock** e di **sincronismo** così ottenuti giungeranno sui piedini d'ingresso 13 e 15 di IC5, un contatore decimale C/MOS tipo CD.4017. Sui piedini di uscita 11, 9, 6, 5, 1, 10, 7, 4, 2 e 3 di questo stesso integrato otterremo in sequenza il segnale di abilitazione, corrispondente alle dieci stazioni dell'impianto interfonico.

Utilizzando un gruppo di dieci ponticelli (vedi S1) potremo facilmente assegnare il nostro **numero di identificazione** semplicemente cortocircuitando **una sola** delle uscite di IC5.

Il segnale di abilitazione del **nostro canale** giungerà, attraverso il diodo DS10 e la resistenza R37, sul piedino 1 del Nand IC3-D, che, come abbiamo già visto, comanderà l'**interruttore elettronico di ricezione** (vedi TR2, DS6 e DS7), per poter così ascoltare i soli segnali destinati alla nostra stazione.

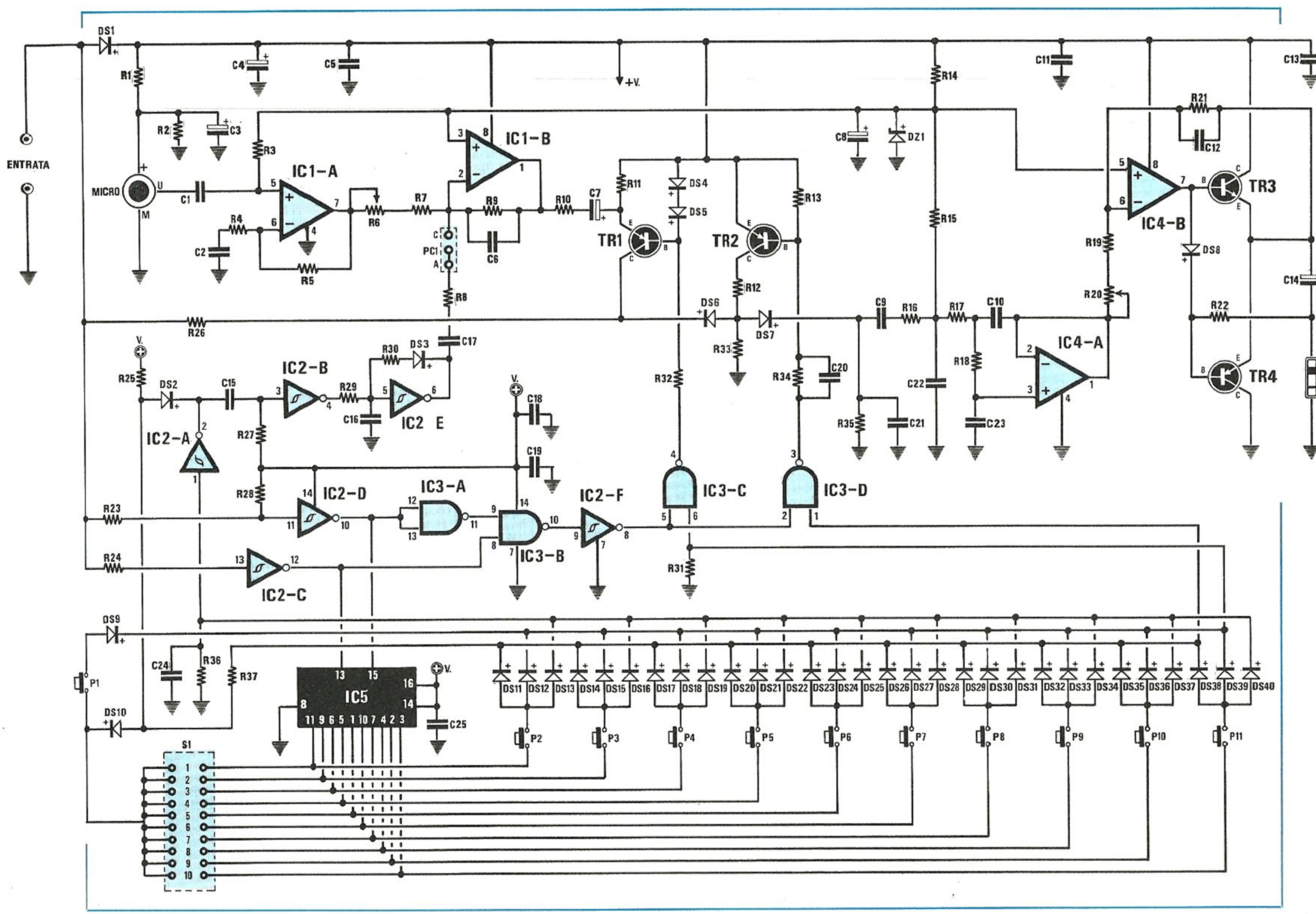
Premendo il **pulsante P1 di risposta**, il segnale di abilitazione del nostro canale giungerà, attraverso il diodo DS9, anche sul piedino 6 del Nand IC3-C, che, come già sappiamo, abiliterà l'**interruttore elettronico di trasmissione** (vedi TR1), permettendoci così di inviare sulla linea comune di collegamento il nostro messaggio di risposta.

Il segnale di uscita delle dieci stazioni generato da IC5, giungerà anche sui **dieci pulsanti di chiamata**, che nello schema elettrico di fig. 8 troviamo siglati da P2 a P11.

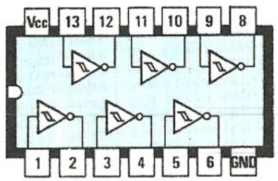
Ognuno di questi dieci pulsanti risulta collegato a tre diodi (vedi DS11, DS12 e DS13 per P2, DS14, DS15 e DS16 per P3, ecc.), per comporre una matrice a diodi a tre linee comuni, ognuna delle quali svolge un compito preciso all'interno del circuito.

La prima linea comune della matrice, a cui risultano collegati i primi diodi di ogni pulsante (cioé DS11, DS14, DS17, DS20 ecc.), servirà per abilitare la nostra stazione alla **ricezione** del canale di

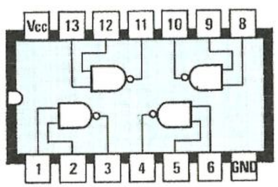
[redacted]



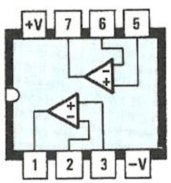
[redacted]



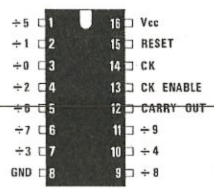
CD40106



CD4011



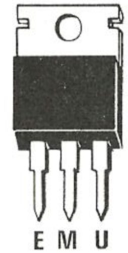
TL082



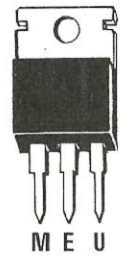
CD4017

ELENCO COMPONENTI LX.754

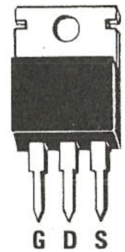
R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 3.900 ohm 1/4 watt
R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
R4 = 4.700 ohm 1/4 watt
R5 = 100.000 ohm 1/4 watt
R6 = 10.000 ohm trimmer
R7 = 2.200 ohm 1/4 watt
R8 = 220.000 ohm 1/4 watt
R9 = 10.000 ohm 1/4 watt
R10 = 100 ohm 1/4 watt
R11 = 56 ohm 1/4 watt
R12 = 1.000 ohm 1/4 watt
R13 = 3.300 ohm 1/4 watt
R14 = 1.000 ohm 1/4 watt
R15 = 470.000 ohm 1/4 watt
R16 = 47.000 ohm 1/4 watt
R17 = 47.000 ohm 1/4 watt
R18 = 47.000 ohm 1/4 watt
R19 = 10.000 ohm 1/4 watt
R20 = 470.000 ohm pot. lin.
R21 = 220.000 ohm 1/4 watt
R22 = 1.000 ohm 1/4 watt
R23 = 10.000 ohm 1/4 watt
R24 = 10.000 ohm 1/4 watt
R25 = 4.700 ohm 1/4 watt
R26 = 4,7 ohm 1/2 watt
R27 = 2,2 megaohm 1/4 watt
R28 = 5.600 ohm 1/4 watt
R29 = 100.000 ohm 1/4 watt
R30 = 22.000 ohm 1/4 watt
R31 = 4.700 ohm 1/4 watt
R32 = 3.300 ohm 1/4 watt
R33 = 10.000 ohm 1/4 watt
R34 = 10.000 ohm 1/4 watt
R35 = 10.000 ohm 1/4 watt
R36 = 47.000 ohm 1/4 watt
R37 = 4.700 ohm 1/4 watt
C1 = 6.800 pF poliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 10 mF elettr. 25 volt
C4 = 220 mF elettr. 25 volt
C5 = 100.000 pF poliestere
C6 = 4.700 pF poliestere
C7 = 47 mF elettr. 25 volt
C8 = 47 mF elettr. 25 volt
C9 = 10.000 pF poliestere
C10 = 1.800 pF a disco
C11 = 100.000 pF poliestere
C12 = 470 pF a disco
C13 = 100.000 pF poliestere
C14 = 47 mF elettr. 25 volt
C15 = 100.000 pF poliestere
C16 = 15.000 pF poliestere
C17 = 22.000 pF poliestere
C18 = 100.000 pF poliestere
C19 = 100.000 pF poliestere
C20 = 180 pF a disco
C21 = 4.700 pF poliestere
C22 = 1.200 pF poliestere
C23 = 470 pF a disco
C24 = 10.000 pF poliestere
C25 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo schottky 31DQ.04
DS2-DS40 = diodi 1N.4150
DZ1 = zener 6,2 volt 1/2 watt
TR1 = PNP tipo BC.212
TR2 = PNP tipo BC.212
TR3 = NPN tipo BC.237
TR4 = PNP tipo BC.212
IC1 = TL.082
IC2 = CD.40106
IC3 = CD.4011
IC4 = TL.082
IC5 = CD.4017
MICRO = microfono preamplificato
ALTOP. = altoparlante 8 ohm 1 watt
PC1 = ponticello
P1-P11 = pulsanti



µA7815



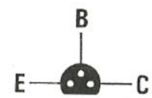
µA7915



IRF9532



BD139



BC212 – BC237

Fig. 8 **Schema elettrico dell'interfono e connessioni dei semiconduttori.**

ascolto voluto ed infatti, come potrete notare dallo schema elettrico di fig. 8, il segnale di questa linea comune della matrice giunge sul piedino 1 del Nand IC3-D, che, come ricorderete, comanda «l'interruttore elettronico di ricezione» (vedi TR2 ed i diodi DS6 e DS7).

La seconda linea comune della matrice di diodi, a cui risultano collegati tutti i diodi centrali di ogni pulsante (cioé DS12, DS15, DS18, DS21 ecc.), servirà invece per abilitare la nostra stazione alla **trasmissione** sul canale prescelto, che corrisponderà ovviamente al numero del tasto premuto.

Il segnale presente su questa linea comune della matrice di diodi, giungerà sul piedino 6 del Nand IC3-C che, come già sappiamo, comanda **l'interruttore elettronico di trasmissione** (vedi TR1).

L'ultima linea della matrice di diodi, collegata al terzo diodo di ogni tasto, (vedi DS13, DS16, DS19, DS22 ecc.), servirà infine per trasmettere alla stazione voluta, la NOTA di CHIAMATA all'inizio della comunicazione.

Il segnale presente su tale linea comune infatti, giungerà sul piedino 1 dell'inverter IC2-A che, come già abbiamo visto, abiliterà l'oscillatore di nota IC2-B.

(**NOTA BENE**: la nota di chiamata verrà trasmessa solo se il ponticello PC1 risulterà CHIUSO su «C». In caso contrario, anche se l'oscillatore si innescherà ugualmente, la nota di BF non raggiungerà il piedino di ingresso 2 di IC1-B e, di conseguenza, non potrà raggiungere la linea comune di collegamento).

La tensione necessaria per alimentare l'interfono, come abbiamo già accennato nella descrizione dello stadio del CONTROLLER, viene prelevata **direttamente** dalla linea comune di collegamento (cavo coassiale), tramite il diodo DS1.

Questo diodo «lascia passare» nel condensatore elettrolitico di livellamento C4 i soli impulsi di sincronismo a **15 volt positivi**.

Poiché tali impulsi risultano «molto veloci», non é possibile utilizzare per tale funzione un normale diodo raddrizzatore al silicio, ma dovremo necessariamente sfruttare un **diodo SCHOTTKY** tipo 31DQ.O4, in grado di raddrizzare, senza perdite, segnali impulsivi anche a frequenza elevata.

Questi impulsi filtrati e livellati dal condensatore elettrolitico C4 e dai condensatori al poliestere C5, C11 e C13, ci permetteranno di ottenere la necessaria tensione di alimentazione, che si aggira intorno ai 13 - 14 volt.

NOTA: l'interfono se non risulta collegato al CONTROLLER riportato in fig. 4, non potrà mai funzionare, perché, oltre a non ricevere la necessaria tensione di alimentazione, non riceverà nemmeno gli impulsi di sincronismo e gli impulsi di clock.

REALIZZAZIONE PRATICA DEL CONTROLLER

Poiché la parte principale di tutto l'interfono é il CONTROLLER, il primo circuito da montare sarà quello siglato LX.753.

Una volta in possesso del circuito stampato, inizierete il montaggio dai tre zoccoli per gli integrati.

Dopo averne saldati tutti i piedini, potrete inserire tutte le resistenze, i condensatori ceramici e quelli al poliestere.

Collocati questi componenti, vi consigliamo di montare l'integrato uA.7815 (a volte siglato HA.17815), che, come vedesi nello schema pratico, andrà collocato sopra ad una piccola aletta a U.

Pertanto, dovrete ripiegare i tre piedini di tale integrato a L, facendo ben attenzione, quando lo fisserete sul circuito stampato con vite e dado, che questi piedini non tocchino l'aletta, diversamente, provocherete un cortocircuito.

Vicino all'integrato stabilizzatore andrà fissato, sempre sulla stessa aletta e ripiegando a L i suoi piedini, il mosfet di potenza IRF.9532, siglato elettricamente HFT1.

Montati questi due componenti, inserirete il secondo integrato stabilizzatore uA.7915 (vedi IC5), che andrà collocato in verticale tra i due condensatori C8 e C10, rivolgendo l'aletta metallica verso C8. Seguirà quindi il transistor TR4, cioé il BD.139, con la parte metallica presente sul suo corpo rivolta verso C10.

A questo punto potrete inserire anche i transistor TR1 - TR2 - TR3, orientando la parte piatta del loro corpo come visibile nello schema pratico.

Proseguendo nel montaggio, inserirete il quarzo da 1 MHz (pari a 1.000 KHz) e, dopo averne saldati i piedini, monterete il ponte raddrizzatore RS1 e i tre condensatori elettrolitici, cioé il C2 orizzontale e i C3 - C7 verticale.

Ovviamente, a questo punto dovrete inserire nei tre zoccoli gli integrati IC3 - IC4 - IC2, rivolgendo la tacca di riferimento presente su un solo lato del loro corpo verso destra, come é ben visibile nello schema pratico di fig. 9.

Terminato il montaggio, il circuito stampato andrà fissato entro un piccolo mobile (a richiesta, forniremo un mobile identico a quello dell'interfono), assieme al trasformatore di alimentazione.

Dal lato del rocchetto, dove sono presenti due terminali, collegherete la tensione di rete a 220 volt, rammentando di porre in serie l'interruttore a levetta per l'accensione e lo spegnimento; dal lato opposto, in cui sono presenti i tre terminali, uscirà il terminale centrale 17 e 17 volt, che dovrete collegare ai tre capifilo presenti vicino all'elettrolitico C7.

Per l'uscita dei segnali di sincronismo e di clock

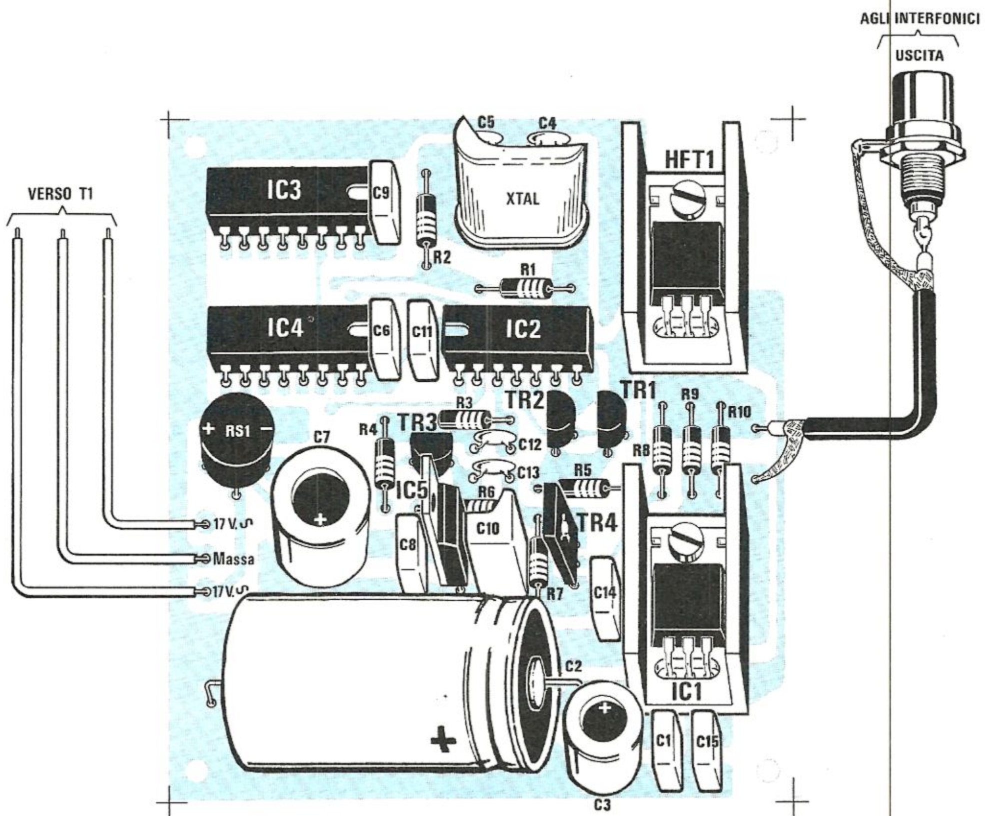


Fig. 9 Schema pratico di montaggio della scheda Controller/Centralina. In fase di montaggio dovrete porre una certa attenzione nel fissare le due alette collocate sotto l'Hexfet siglato HFT1 e lo stabilizzatore IC1, per non cortocircuitare i tre terminali presenti all'interno dell'asola. Si noti il collegamento sulla «presa uscita», che tramite cavo coassiale, congiungerà tutti gli interfono.

(vedi i due capifilo posti vicino alla R10), potrete utilizzare solo all'interno della scatola, due fili da collegare ad una «presa BF», che fisserete sul laterale della scatola plastica.

Cercate di non invertire le connessioni di tale uscita, cioé collegate il filo di massa al terminale «massa» della presa BF e il filo del segnale al terminale centrale.

Infatti, il collegamento tra il CONTROLLER e tutti gli interfono che installerete, andrà effettuato con cavetto coassiale da 52 ohm o anche da TV da 75 ohm e poiché i segnali di clock (15 volt positivi), verranno in seguito utilizzati anche per alimentare gli interfono, se avrete collegato tale uscita alla calza schermata di tale cavo, non riuscirete a far funzionare NESSUNO degli interfono installati.

Occorrerà anche fare attenzione a non provocare dei cortocircuiti spellando tale filo, perché se un filo della calza metallica entrerà in contatto con il filo centrale, fornendo tensione al circuito si determinerà un cortocircuito.

REALIZZAZIONE PRATICA DELL'INTERFONO

Il circuito stampato dell'interfono porta la sigla LX.754 e logicamente ne dovrete costruire tanti quanti saranno gli utenti che vorrete collegare.

Ne potrete così costruire 2, oppure 3 - 4 - 6 - 8, fino a raggiungere un massimo di 10 utenze.

Su un lato di questo stampato monterete tutti i componenti (vedi fig. 10) e sul lato opposto, come vedesi nella foto di fig. 7, gli 11 pulsanti.

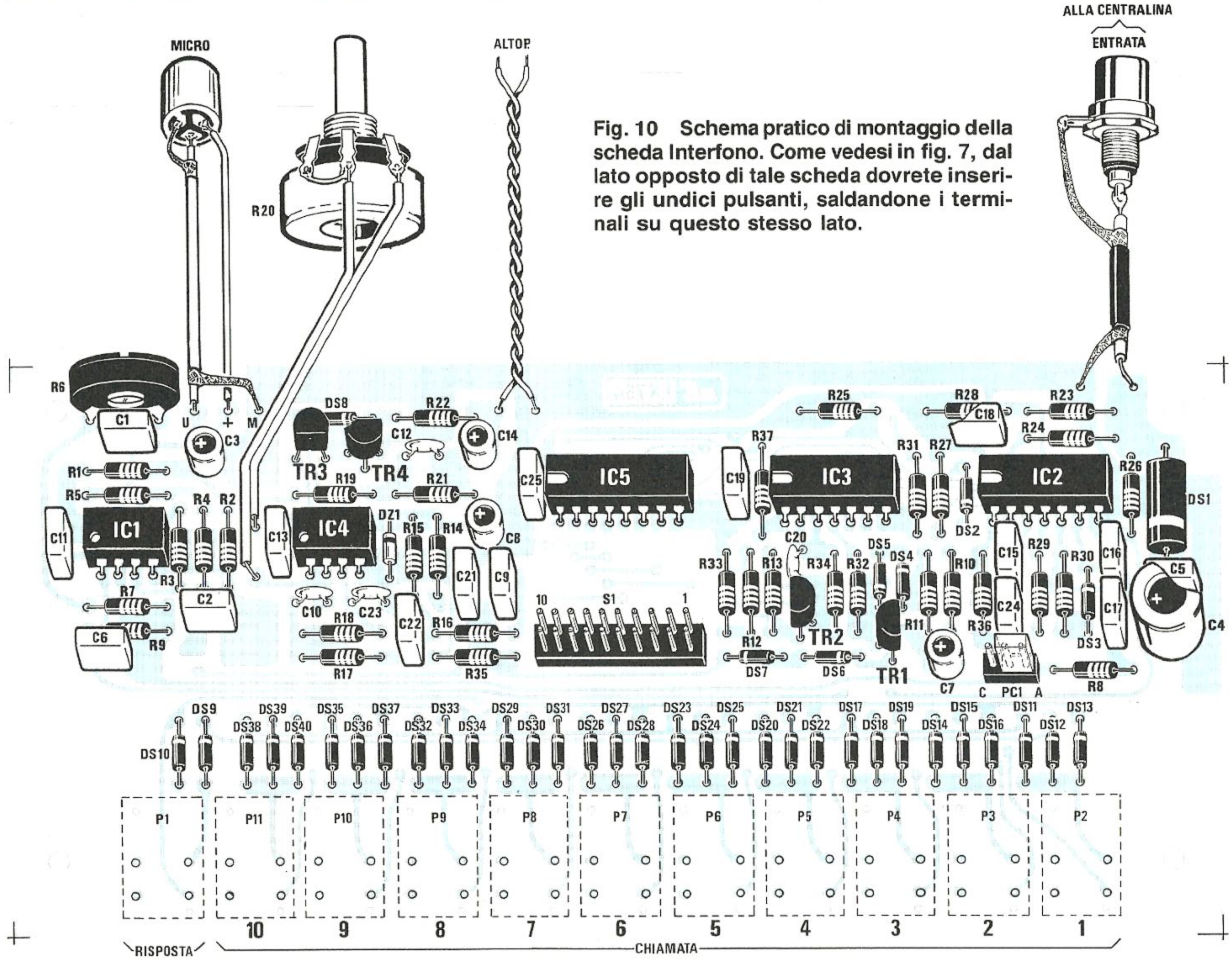


Fig. 10 Schema pratico di montaggio della scheda Interfono. Come vedesi in fig. 7, dal lato opposto di tale scheda dovrete inserire gli undici pulsanti, saldandone i terminali su questo stesso lato.

Ogni pulsante vi servirà per CHIAMARE e parlare con uno dei dieci interfono installati.

Il pulsante di destra di colore diverso (vedi P1) vi servirà per RISPONDERE quando verrete chiamati. Infatti, non bisogna dimenticare che disponendo di un massimo di 10 utenze, quando verrete chiamati, NON POTRETE individuare l'utente chiamante, nè potrete disturbarli tutti chiedendo una conferma, pertanto, premendo questo PULSANTE, parlerete direttamente e solo con chi ha premuto, dall'altro capo del filo, il pulsante relativo al vostro canale.

Inizierete pertanto il montaggio dagli zoccoli dei cinque integrati (vedi IC1 - IC4 - IC5 - IC3 - IC2).

Dopo averne saldati tutti i piedini, inserirete tutte le resistenze, premendole a fondo sullo stampato; diciamo questo perchè notiamo in alcuni montaggi che ci giungono in riparazione, che qualcuno tiene la resistenza distanziata dal circuito da 1,5 a 2 centimetri, anche se nelle foto che riportiamo sulla rivista è ben evidente che esse devono aderire perfettamente allo stampato.

Dopo le resistenze, inserite tutti i diodi, facendo ben attenzione alla «fascia colorata» che contorna un solo lato del loro corpo.

Nello schema pratico di fig. 10, è visibile il lato verso cui dovrete rivogere questa fascia.

Dovrete inoltre tener presente che inserendo ANCHE UN SOLO DIODO alla rovescia il circuito NON FUNZIONERÀ, perciò fate molta attenzione ed in caso di insuccesso, non sentenziate, come accade solitamente, che il «circuito è imperfetto».

Ogni circuito, infatti, prima di essere pubblicato sulla rivista viene costruito in diversi esemplari e tutti vengono provati e riprovati, perchè possa venir eliminata anche la minima possibilità di errore.

Proseguendo nel montaggio, potrete inserire il connettore a 3 terminali siglati PC1, visibile in basso a destra nel disegno; questo connettore, come già saprete, vi servirà solo per inviare una nota BF a 1.000 Hz alla stazione con cui intendete stabilire il contatto (per inviare la nota occorre mettere il connettore femmina tra il terminale centrale e quello siglato C); innestate poi al centro del circuito il connettore siglato S1, che vi servirà per canalizzare ogni INTERFONO.

Inserendo lo spinotto di cortocircuito nella prima fila di destra (indicata 1), l'interfono sarà indirizzato sul CANALE 1, inserendolo nella seconda fila, l'interfono sarà indirizzato sul CANALE 2, inserendolo nell'ultima fila a sinistra (indicata 10), l'interfono sarà indirizzato sul CANALE 10.

Ricordate che NON È POSSIBILE ASSEGNARE lo stesso CANALE a due interfono.

Dopo le resistenze e i diodi, potrete montare i condensatori ceramici e i poliestere, cercando di non sbagliarvi nel decifrare il valore impresso sul loro involucro.

Per aiutarvi, vi diremo che tutti i condensatori da 100.000 pF, li troverete siglati **.1**.

I condensatori da 1.200 - 4.700 pF, li troverete siglati **1n2 - 4n7**.

Quelli da 10.000 - 15.000 - 22.000 pF, li potrete trovare siglati **10n - 15n - 22n**, oppure **.01 - .015 - .022**.

A questo punto, potrete iniziare ad inserire i componenti di più grosse dimensioni, come il trimmer R6 e gli elettrolitici, rispettando la polarità dei terminali.

Sul circuito stampato mancano ancora tutti i transistor e a tal proposito vi ricordiamo che TR3 è un BC.237, mentre gli altri tre, cioè TR1 - TR2 - TR4, sono dei BC.212.

Come vedesi nello schema pratico, la parte piatta del loro corpo andrà rivolta esattamente come da noi disegnato, diversamente invertirete le connessioni E - C.

Per completare questo interfono, dovrete ora rovesciare il circuito stampato e dal lato opposto dei componenti inserire gli 11 pulsanti, saldandone poi i terminali dal lato dei componenti, come vedesi in fig. 10.

Ovviamente, in fase di progettazione, abbiamo anche pensato che chi avesse realizzato l'interfono per 4-5 utenze, avrebbe lasciato inutilizzati i rimanenti pulsanti.

Ma qui si è posto un secondo problema, cioè quello della mascherina forata e serigrafata; per realizzare mascherine a 4 - 5 - 6 - 7 - 8 - 9 - 10 utenze, infatti, il costo degli stampati di foratura sarebbe risultato maggiore del costo dei pulsanti, per cui abbiamo ritenuto opportuno inserirli TUTTI, tanto più che, se con il tempo qualcuno di essi si guastasse, si avrebbe la possibilità di superare immediatamente l'inconveniente, CAMBIANDO semplicemente CANALE.

Tutti i rimanenti componenti esterni, quali il potenziometro del VOLUME, il MICROFONO preamplificato, l'ALTOPARLANTE, la PRESA BF per l'ingresso segnale e la relativa tensione di alimentazione, andranno collegati al circuito stampato con collegamenti volanti.

Sarà utile soffermarci sul MICROFONO PREAMPLIFICATO, perchè notiamo che non sempre i Costruttori giapponesi rispettano le connessioni U + M (uscita segnale BF, tensione di alimentazione, massa).

Infatti, come vedesi in fig. 12, per lo stesso microfono sono presenti quattro diverse disposizioni delle tre piste, e, poichè non è sempre facile stabilire qual è la U e quale il + di alimentazione (la M è sempre collegata all'involucro esterno del

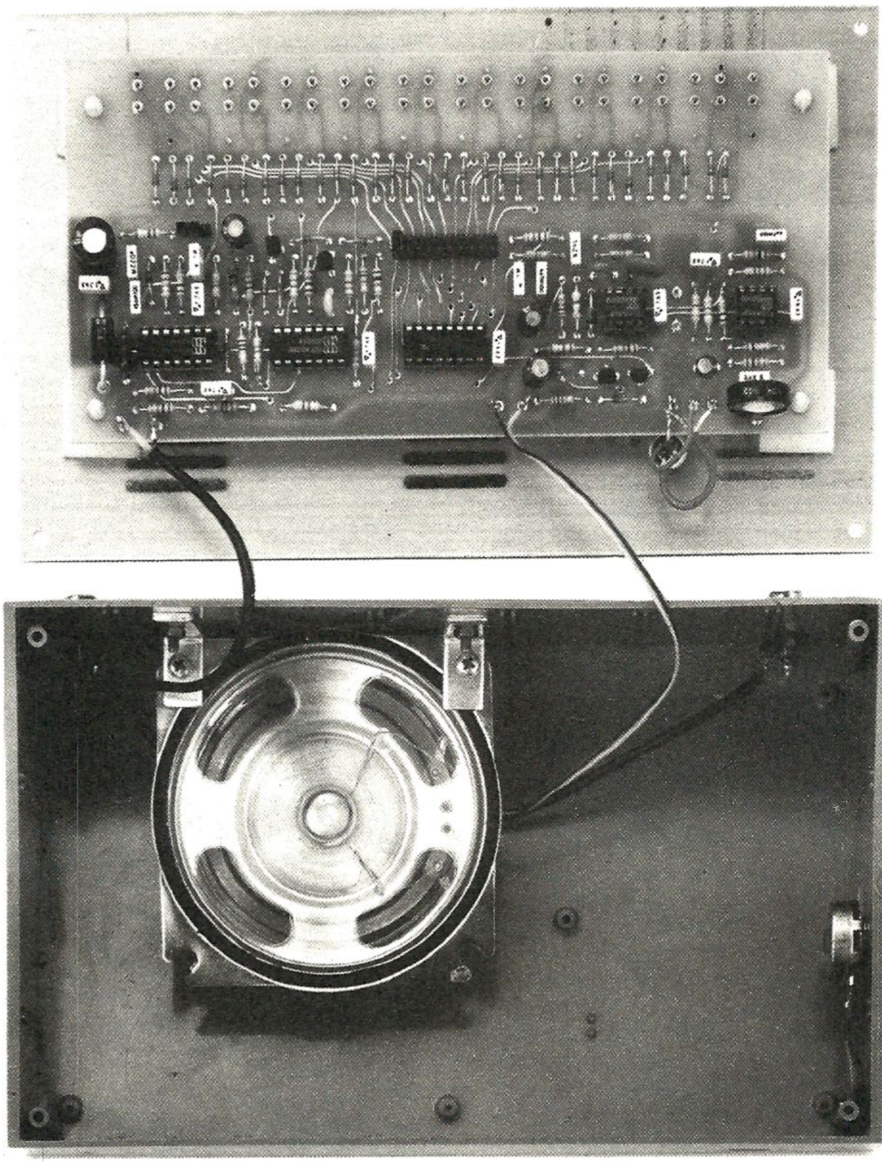


Fig. 11 **Inserendo nel tracciacurve un transistor di polarità inversa al richiesto, sullo schermo dell'oscilloscopio le curve caratteristiche non si espanderanno verso l'alto come vedesi in fig. 10, ma verso il basso.**



Fig. 12 **In questo disegno riportiamo la disposizione dei terminali M + U sulle tre piazzole presenti sul retro dei microfoni preamplificati.**

microfono), vi consigliamo di tener presente quanto segue:

= Il terminale U ha, rispetto alla «massa», una resistenza ohmmica sempre leggermente INFERIORE a quella del terminale positivo di alimentazione.

Così, se misurando questi due terminali ne troverete uno che misura 3.100 ohm e l'altro 4.300 ohm, potrete senz'altro affermare che il terminale U è quello da 3.100 ohm.

Precisiamo che invertendo il terminale + con l'U, il microfono non si rovinerà; l'unico inconveniente sarà che il circuito non funzionerà, nel qual caso sarà sufficiente provvedere ad invertire i due fili.

Per toglievi da questo imbarazzo abbiamo richiesto alle Ditte giapponesi che ci riforniscono, di inviarci sempre questi microfoni completi di un corto spezzone di filo schermato (la calza dello schermo sarà la «massa» e il filo centrale l'U), più un filo separato che logicamente sarà il + di alimentazione, e vogliamo sperare che la nostra richiesta venga esaudita.

MONTAGGIO ENTRO AL MOBILE

Il mobile a leggio che vi forniremo è in plastica e di colore grigio, completo di un pannello frontale di alluminio già forato e serigrafato come vedesi nella foto.

All'interno di questo mobile, a sinistra, fisserete l'altoparlante, sul lato destro il potenziometro del volume e nella posizione che riterrete più idonea, la presa schermata di BF per l'innesto del connettore collegato al cavetto schermato che porta il segnale di BF.

Come noterete, il pannello frontale dispone di un certo numero di fessure, necessarie a lasciar fuoriuscire i suoni generati dall'altoparlante e a far entrare quelli per il microfono.

Dietro a tali fessure, potrete fissare quel ritaglio di tela che vi forniremo assieme al mobile.

Il microfono dovrà essere tenuto distante dall'altoparlante per evitare che si produca l'effetto Larsen (una reazione di BF tra il segnale emesso dall'altoparlante e quello riamplificato dal microfono, che si manifesta sotto forma di un fischio acuto); pertanto, in fase di controllo si dovrà agire sul trimmer R6 per ridurre la sensibilità del microfono.

Installati due o più interfono, dovrete assegnare a ciascuno di essi un DISTINTO CANALE, INNESTANDO sul connettore S1 lo spinotto femmina in una delle dieci file presenti (ogni fila è un canale).

Nel kit troverete 11 cappucci per i pulsanti (a volte risultano già innestati), 9 di colore NERO e 2 di diverso colore ROSSO e BLU.

Quello di colore rosso lo dovrete utilizzare per il pulsante RISPOSTA e quello di color BLU per inserirlo nel canale che avrete prescelto per l'interfono.

Infatti, se avrete assegnato al vostro interfono il N.9, il cappuccio blu andrà inserito nel pulsante contrassegnato dal numero 9 e questo per ricordarvi che siete il N. 9 e che quindi questo tasto non lo dovrete mai premere.

Una volta installati gli interfono, se vorrete accertarvi che nel cavo di collegamento non siano presenti dei cortocircuiti, o che il CONTROLLER funzioni, sarà sufficiente che controlliate se esiste una tensione positiva di circa 11-14 volt ai capi del condensatore elettrolitico C4.

COSTO DI REALIZZAZIONE

Tutto il materiale necessario alla realizzazione del circuito CONTROLLER siglato LX.753, visibile in fig. 9 .... L. 76.000

Il mobile plastico per LX.753 completo di mascherina vergine .... L. 7.500

Il solo circuito stampato LX.753 .... L. 8.500

Tutto il materiale necessario alla realizzazione del circuito INTERFONO siglato LX.754, visibile in fig. 10 .... L. 70.000

Il mobile plastico per l'LX.754 completo di mascherina forata e serigrafata .... L 11.000

Il solo circuito stampato LX.754 ..... L. 17.000

Nei prezzi sopraindicati non sono incluse le spese postali di spedizione a domicilio.

ERRATA CORRIGE e CONSIGLI UTILI per il MAX-MEMORY pubblicato nel N. 110

Nell'elenco componenti riportato a pag. 11 sono presenti due errori tipografici. Chi ha già acquistato il kit, avrà notato sul retro del blister il talloncino in cui abbiamo indicato l'opportuna modifica:

C5 = 1.00 mF elettrolitico va corretto in **1.000 mF.**
C13 = 1.000 mF poliestere va corretto in **1.000 pF.**

NOTA IMPORTANTE = Molti lettori possedendo già delle cuffie, giustamente non hanno ritenuto opportuno acquistarne, ciò ha determinato un inconveniente che non avevamo previsto, dovuto al fatto che la SENSIBILITÀ varia da cuffia a cuffia.

Inoltre le nostre Ditte fornitrici di Taiwan e Giapponesi, sapendo quanto noi siamo esigenti, hanno ritenuto opportuno inviarci, tra tutte quelle disponibili, le cuffie piú SENSIBILI. Conseguentemente ponendo la lancetta dello strumento sugli 0 dB da noi indicati, il segnale che giunge all'orecchio è eccessivo e non permette di dormire,

Questo inconveniente si risolve molto semplicemente.

Affinchè il segnale GIUNGA ALL'ORECCHIO in modo QUASI IMPERCETTIBILE come richiesto, occorre premere il pulsante P2 della NOTA ACUSTICA, ruotando il POTENZIOMETRO R16 della SUBLIMINAZIONE in modo da sentirlo appena.

Ovviamente la lancetta dello STRUMENTO non rimarrà ferma sugli 0 dB, ma devierà verso sinistra.

A questo punto se noterete che con la CUFFIA prescelta la lancetta dello strumento si ferma sul numero 7 (é solo un esempio), dovrete SEMPRE utilizzarla su tale numero.

Se poi volete che la lancetta dello strumento, con la cuffia che userete abitualmente, indichi 0 dB (cioé arrivi all'inizio del tratto colorato in rosso), dovrete ovviamente ridurre il valore della resistenza R20 posta in serie allo strumento, a circa 2.200 ohm, poi ritoccare il trimmer R17 per far giungere la lancetta sul punto desiderato.

A pag. 14 nella seconda indicazione del paragrafo dedicato alla TARATURA, abbiamo specificato di ruotare in senso antiorario il trimmer R19, perché la lancetta dello strumento non sbatta sul fondo scala. Come avrete già capito, tale trimmer, che in effetti é l'R17, va ruotato invece in senso ORARIO.

Purtroppo in questo articolo si sono verificati molti errori in fase di stampa, a causa di un incidente di macchina. In piena notte, infatti, si é disintegrato un ingranaggio della rotativa, che ha rovinato totalmente una lastra e ferito seriamente un macchinista.

Per non rimandare oltre la pubblicazione della rivista, tutte le pagine mancanti sono state ricomposte ed é stato proprio in questa fase che si sono verificati gli errori.

Scusandoci per non aver potuto verificare e ricorreggere la parte ricomposta, riteniamo che la soluzione migliore sia quella di riscrivere tutta la colonna di pag. 11 (dove sono concentrati la maggior parte degli errori), riportando in **neretto** le correzioni.

Come noterete, si tratta di errori relativi alle sigle dei componenti, che rendono difficile seguire la descrizione del progetto.

«Il segnale di BF attraverso il condensatore C11 raggiungerà il piedino invertente 6 dell'operazionale siglato IC4/A e uscirà dal piedino 7, dopo essere stato dosato al giusto livello SUBLIMINALE dal potenziometro siglato **R16**.

Tramite il condensatore elettrolitico **C15** posto in parallelo con la resistenza **R22**, il segnale raggiungerà le due prese di USCITA, nelle quali inseriremo una cuffia dotata di una impedenza di circa 32 + 32 ohm.

La parte propriamente elettronica di questo progetto sarebbe già completa, se non che, dovendo ottenere nell'ascolto un preciso livello SONORO, ci necessita uno strumento che evidenzi l'intensità del suono, perché non solo dobbiamo regolare al minimo il potenziometro **R16** della SUBLIMINAZIONE, ma contemporaneamente anche quello del registratore, diversamente, non potremmo mai raggiungere quel livello richiesto (quasi impercettibile), necessario a stimolare i nervi sensori del nostro orecchio.

L'operazionale siglato IC4/B (l'integrato LM.358 da noi utilizzato, dispone al suo interno di due operazionali), viene sfruttato in tale circuito come voltmetro elettronico in alternata.

Dal terminale di uscita 7 di IC4/A il segnale di BF oltre a raggiungere le prese di uscita per la cuffia, raggiungerà, tramite il condensatore **C14**, il piedino «non invertente» 3 di IC4/B.

Il segnale di BF dopo essere stato raddrizzato, verrà applicato allo strumentino indicato con la sigla uA1.

Il trimmer **R17** collegato tramite la **R18** al piedino 2 di IC4/B, ci servirà, come vedremo in seguito, per la taratura dello strumentino.

Per tarare questo strumento in modo che la lancetta ci indichi esattamente qual é il LIVELLO necessario per raggiungere l'effetto SUBLIMINALE,

ci occorre un segnale CAMPIONE, che otteniamo, con l'oscillatore realizzato con i due NAND siglati IC2/C e IC2/D.

Premendo il pulsante P2, questi due nand emetteranno una nota a 1.300 Hz, che applicheremo sull'ingresso di IC4/A tramite le due resistenze R12-R13 ed il condensatore C10.

Per completare il circuito parleremo ora del TIMER che fermerà il registratore e spegnerà tutto il circuito, una volta trascorsi 60 minuti circa.

Premendo il pulsante P1 posto in alto a destra dello schema elettrico, invieremo la tensione di rete sull'avvolgimento primario del trasformatore T1.

Così facendo, sul secondario dello stesso trasformatore sarà presente una tensione alternata di circa 15 volt, che, raddrizzata dal ponte RS1, verrà poi stabilizzata a 12 volt dall'integrato IC3».

NOTA = Come si può notare, l'integrato IC3 é un uA.7809 che eroga 9 volt. L'errore qui é nostro, perché abbiamo costruito diversi esemplari di tale circuito alimentandoli sia a 9 volt che a 12 volt (sostituendo l'uA.7809 con un uA.7812), per verificare se potevamo utilizzare entrambe queste tensioni di alimentazione; al redattore che ha preparato l'articolo é stato consegnato il circuito alimentato a 12 volt.

Quindi, giustamente, egli ha scritto **12 volt**.

Facciamo presente che il circuito funziona perfettamente sia a 9 che a 12 volt, pertanto potremo indifferentemente fornire nel kit un **uA.7809** o un **uA.7812**.

A pag. 14, sempre nell'ambito di questo articolo, nella penultima riga é stata falsata la sigla del trimmer R19 che é invece **R17** e nel paragrafo della taratura, ancora la sigla di questo trimmer e quella del potenziometro R18 che é invece **R16**.

A pag. 15, infine, la sigla del trimmer R19 deve essere modificata in **R17** e quella del potenziometro R18, in **R16**.

Qualcuno ci ha domandato secondo quale logica abbiamo coniato la nuova parola SUBLIMINALE.

Vogliamo qui precisare che non si tratta di un termine da noi inventato, essendo di uso comune ormai da decenni; a questo proposito basta sfogliare un vecchio dizionario stampato negli anni '60 per trovare, alla voce SUBLIMINALE, la seguente descrizione:

«Passaggio diretto al di sotto della soglia di coscienza. Usato nel campo delle proiezioni cinematografiche inserendo immagini o frasi pubblicitarie, che vengono recepite da qualsiasi soggetto, anche se non viste e udite sensibilmente».

Se vent'anni fa questa tecnica veniva esclusivamente sfruttata per uso pubblicitario, in seguito si é scoperto che poteva essere utilizzata anche per scopi socialmente utili, come ad esempio per studiare «durante le ore di sonno» materie scolastiche, lingue straniere, ecc.

Ovviamente non si deve pretendere di riuscire ad imparare in una sola notte la lingua tedesca o inglese, perché sussiste il problema di allenare un pò per volta il cervello a recepire questa nuova «tecnica di memorizzazione».

Infatti, se vi dicessimo che qualsiasi essere umano é in grado di sollevare un peso di 100 chili, potreste subito controbattere che attualmente non riuscite a sollevare nemmeno 30 chili.

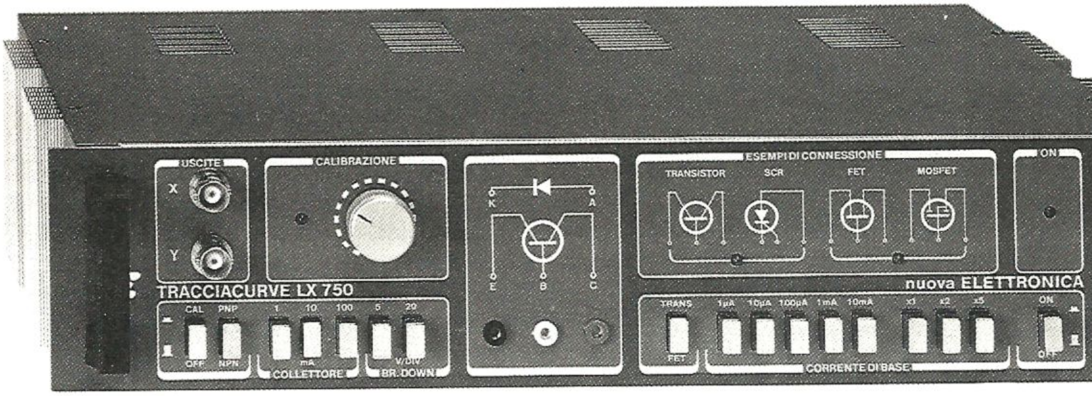
Se però inizierete ad allenarvi quotidianamente, cominciando a sollevare dapprima 20 chili, passando poi, quando questo non costituisce più per voi un particolare sforzo, a 30-40 chili, vedrete che in un arco di tempo più o meno lungo riuscirete a raggiungere i 100 chili.

Forse qualcuno non supererà i 90 chili, qualcun'altro supererà i 100, ma qui entra in gioco la costituzione fisica dell'individuo.

Così per il Max-Memory, raggiungere il massimo rendimento in un sol giorno é un'utopia, per questo nell'articolo abbiamo precisato che occorre iniziare con l'apprendimento di poche nozioni, incrementandole poi progressivamente, in base alle personali capacità di memorizzazione, che riuscirete a individuare dopo almeno una settimana di esercizio. Se sottoporrete il vostro cervello ad uno sforzo superiore alle sue capacità, non otterrete alcun risultato, cioé, tornando all'esempio precedente, é inutile tentare subito di sollevare 100 chili, quando i nostri muscoli non sono allenati nemmeno per sollevarne 20.

Occorre tener presente che quando si esegue la tecnica della SUBLIMINAZIONE il cervello non deve essere sovraffaticato; non si può ad esempio pretendere di intrattenersi fino a notte inoltrata in discoteca e di riuscire poi durante le poche ore di sonno a memorizzare tutta la lezione per il giorno successivo.

Infine i risultati si noteranno, non certo dopo due giorni, ma dopo diverse settimane; quello che possiamo assicurare è che l'efficacia della tecnica della SUBLIMINAZIONE è attualmente riconosciuta anche in campo medico, tanto che viene utilizzata in molte cliniche per curare disturbi della memoria.



UN MODERNO ed utile

Nel primo articolo di presentazione di questo strumento, abbiamo visto come utilizzare il tracciacurve per ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio le curve caratteristiche di un qualsiasi transistor di piccola o media potenza, sia di tipo NPN che di tipo PNP.
In questa seconda parte continueremo l'analisi delle caratteristiche dei transistor, spiegando anche il significato PRATICO delle misure eseguite e completando l'argomento con alcuni esempi pratici per il calcolo delle resistenze di polarizzazione di un circuito preamplificato di BF.

Supponiamo di voler realizzare il circuito preamplificato visibile in fig. 1, utilizzando un qualunque transistor di BF di piccola potenza, ad esempio un BC.107-BC.207-BC.237, ecc.

Per prima cosa dovremo collegare il transistor prescelto alle boccole del tracciacurve, quindi osservarne sullo schermo dell'oscilloscopio le curve caratteristiche.

Come già più volte specificato, dovremo sempre iniziare con il **valore minimo** di **corrente di base** (1 microamper) e di **collettore** (1 milliamper), in modo da non sovraccaricare il transistor in prova.

Se le curve che otterremo risulteranno troppo ravvicinate (vedi fig. 2), potremo subito aumentare la corrente di base, passando da 1 microamper a **2 microamper** (o più), fino ad ottenere delle curve ben distanziate fra loro come vedesi in fig. 3.

Sullo schermo dell'oscilloscopio, come ormai sappiamo, otterremo **sempre 6 curve** caratteristiche, ognuna delle quali corrisponderà ad un determinato valore di **corrente di base.**

Prima di proseguire nell'analisi delle caratteristiche, sarà bene sapere **in quali condizioni** desideriamo far lavorare il nostro transistor, cioè se vogliamo realizzare uno stadio preamplificatore che aumenti al massimo **l'ampiezza** del segnale d'ingresso e che quindi disponga di un:

elevato guadagno in tensione,

oppure se vogliamo aumentare al massimo la **potenza di uscita**, realizzando uno stadio con un:

elevato guadagno in corrente.

Questa distinzione iniziale è molto importante perchè, in pratica, impone già un primo «dimensionamento» del circuito, infatti, se vogliamo ottenere un **elevato guadagno di tensione**, dovremo necessariamente tenere **alto** il valore della resi-

stenza **R3** posta in serie al collettore, utilizzando valori compresi fra i **4.700 ohm** ed i **10.000 ohm.**

Se invece vogliamo realizzare uno stadio ad **elevato guadagno di corrente**, cioè un piccolo finale di potenza per pilotare, ad esempio, una cuffia, dovremo scegliere per **R3** un valore basso, compreso fra i **470 ohm** ed i **4.700 ohm.**

Come si potrà notare, il valore da applicare in serie al collettore di questo transistor è molto ampio, perchè da un minimo di **470 ohm** potremo raggiungere anche i **10.000 e più ohm.**

Ovviamente, il valore che adotteremo dipenderà sempre ed in ogni caso dalle caratteristiche rilevate sul transistor, infatti, il minimo valore che potremo adottare per la resistenza R3 sarà stabilito dalla **massima corrente** che il transistor stesso potrà sopportare.

È comprensibile che se per il transistor prescelto, la Casa Costruttrice ha prefissato per la corrente di collettore un «limite massimo» di **200 milliamper**, non potremo certo fargli assorbire 300 e piú milliamper.

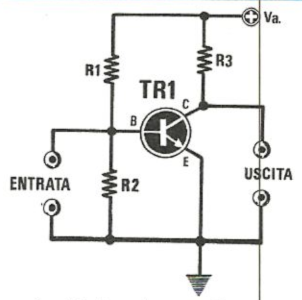


Fig. 1 Volendo realizzare un piccolo preamplificatore per calcolare il valore delle resistenze, occorrerà controllare le curve del transistor prescelto.

TRACCIACURVE

IL GUADAGNO DEL TRANSISTOR

Ottenute sullo schermo dell'oscilloscopio queste curve caratteristiche, potremo immediatamente conoscere il **guadagno** del transistor.

Per far questo, potremo scegliere indifferentemente una delle 6 curve di Base, (nel caso specifico abbiamo scelto la **3 curva**), e sopra a questa tracciare una linea VERTICALE ed una linea ORIZZONTALE (vedi fig. 4).

NOTA BENE: come già abbiamo specificato, per calcolare il guadagno di un transistor potremo indifferentemente scegliere la seconda o la quarta curva ed un qualunque valore di tensione di collettore, che comunque risulti maggiore di **2 volt**, perchè, come si potrà constatare, il risultato non varierà o, per essere piú precisi, le variazioni che si otterranno saranno modeste.

Ovviamente, a seconda della portata selezionata sul tracciacurve, ognuna di queste 6 curve corrisponderà ad un determinato valore di corrente di Base, cosí, se avremo selezionato la portata di **1 microamper**, la **terza traccia** corrisponderà ad un valore di **3 microamper**, se invece avremo selezionato la portata dei **5 microamper**, sulla terza traccia sarà presente una corrente di Base corrispondente a **15 microamper**.

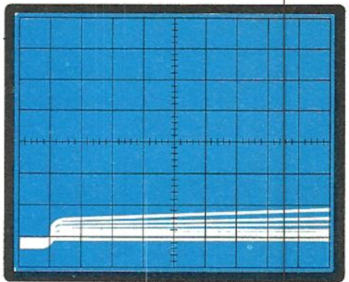


Fig. 2 Utilizzate inizialmente la minima corrente di Base, poi, se notate che le curve risultano troppo ravvicinate, aumentate la corrente di Base.

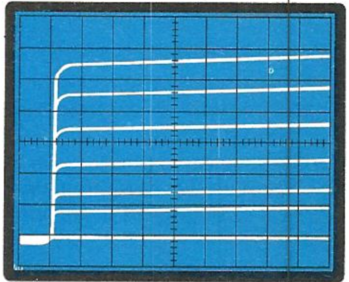


Fig. 3 Aumentando la corrente di Base, le curve si distanzieranno tra loro. La corrente più idonea sarà quella che permetterà di ottenere una figura come quella qui sopra riprodotta.

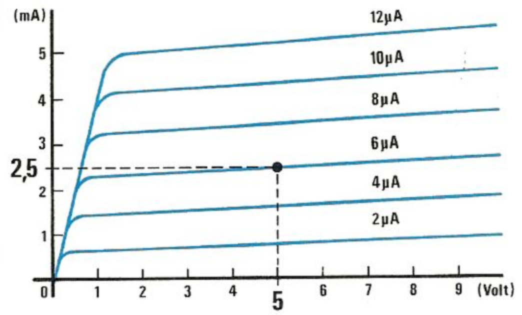


Fig. 4 Ottenute sullo schermo le 6 tracce, si potrà conoscere immediatamente il «guadagno» o il «beta» del transistor. Come si può vedere in questo esempio, si prenderà come riferimento una tensione di 5 volt, poi si traccerà una linea verticale e in corrispondenza della 3ª traccia si controllerà la relativa corrente di Collettore.

Poichè nell'esempio riportato in fig. 4, abbiamo utilizzato come corrente di Base la portata dei **2 microamper**, la terza traccia corrisponderà ad una corrente pari a **3 × 2 = 6 microamper**.

Per calcolare il **guadagno** del transistor sotto prova, sarà ora sufficiente leggere, in corrispondenza del punto di incrocio, il valore della corrente del collettore e dividere tale valore per la corrente di base.

Nel caso dell'esempio in fig. 4, risultando la corrente del collettore pari a **2,5 milliamper**, poichè la corrente di base è espressa in **microamper** dovremo convertire i 2,5 milliamper in microamper e cioè:

2,5 × 1.000 = 2.500 microamper

poi dividere la **corrente di collettore** per la **corrente di base** e il risultato sarà il **guadagno**:

2.500 : 6 = 416,6 guadagno

Sapendo che il GUADAGNO MASSIMO di tale transistor risulta pari a **416 volte**, nel calcolare il valore delle resistenze di polarizzazione, dovremo sempre scegliere dei valori che stabiliscano un guadagno che non risulti SUPERIORE a tale limite massimo.

DISEGNAMO la RETTA DI CARICO

Basandoci sullo schema «di principio» riportato in fig. 1, supponiamo di voler realizzare uno stadio finale di piccola potenza.

In questo caso, volendo ottenere un **guadagno in corrente**, sceglieremo come resistenza di collettore (vedi R3) un valore di **2.200 ohm**.

Deciso il valore da assegnare alla resistenza R3, possiamo già sapere, in via approssimativa, il valore della **corrente massima di collettore** che si calcolerà molto semplicemente, dividendo la tensione di alimentazione del circuito per il valore della resistenza R3 inserita in serie al collettore.

Trattandosi di un circuito sperimentale, supponiamo di scegliere come tensione di alimentazione, i 9 volt prelevabili da una normale pila quadra, pertanto la massima corrente assorbita dal collettore risulterà:

9 : 2.200 = 0,004 amper

Per trasformare questo valore da amper in **milliamper** dovremmo moltiplicare il risultato ottenuto per 1.000 e, cosí facendo, avremo:

0,004 × 1.000 = 4 milliamper

Con questo valore potremmo subito tracciare la **retta di carico per il transistor**.

Come vedesi in fig. 5, prenderemo come punto di riferimento i **4 mA** sulla linea verticale indicata **corrente di Collettore** e i **9 volt** sulla linea orizzontale indicata **tensione di Collettore** e tracceremo una linea in diagonale.

Tale linea, che unisce questi due punti, è appunto la **retta di carico** del nostro transistor.

PER UNA TENSIONE MAGGIORE

Una domanda che molti ci porranno è questa: «Con questo tracciacurve è possibile controllare un transistor per una tensione MASSIMA di collettore a 8 volt, ma se si volesse alimentare tale transistor a 18 volt o a 24 volt cosa bisognerebbe fare?».

In teoria questa possibilità sembrerebbe esclusa, invece in pratica è un'operazione fattibile ed anche semplice da eseguire.

Si dovrà infatti riportare su un foglio di carta a quadretti la curva caratteristica, fino al massimo consentito di 8 volt (cioè 1 volt per quadretto sullo schermo dell'oscilloscopio) poi, sapendo che ogni QUADRETTO IN ORIZZONTALE corrisponde a **1 volt**, si conteggeranno tanti quadretti quanti sono i volt disponibili come tensione di alimentazione e si proseguirà con le **curve delle correnti di Base** (vedi fig. 7).

Ammettendo di voler alimentare il transistor con una tensione di 12 volt aumenterà la sola CORRENTE DEL COLLETTORE, infatti:

12 : 2.200 = 0,0054 amper

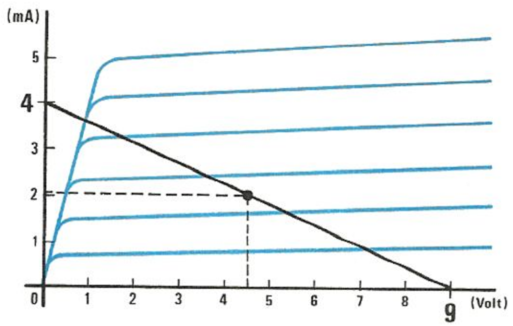
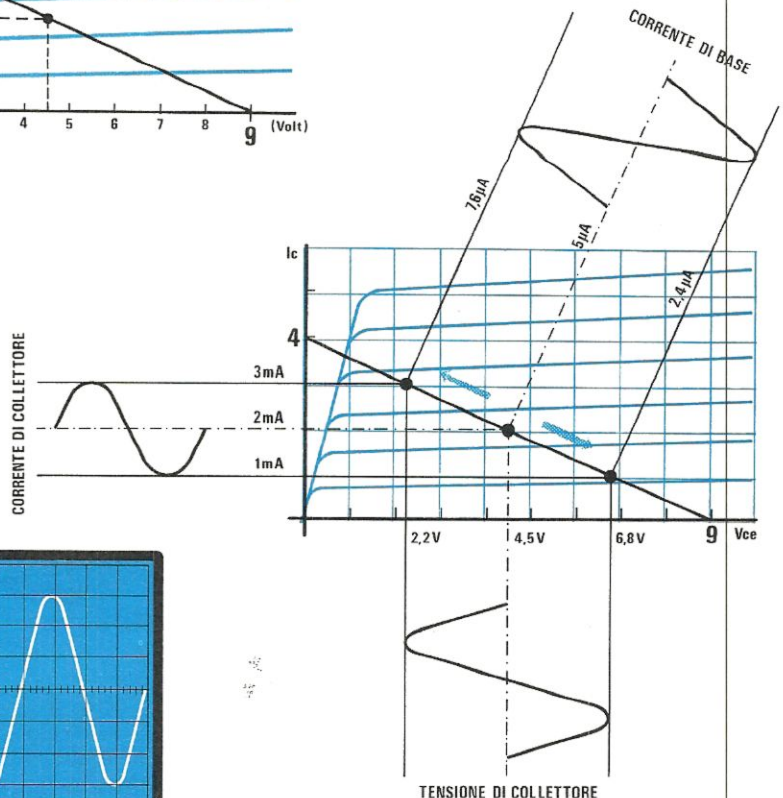


Fig. 5 Conoscendo la corrente massima assorbita dal transistor e la sua tensione di alimentazione, potremo tracciare la cosiddetta «retta di carico». Come punto di lavoro si sceglierà metà tensione di alimentazione.



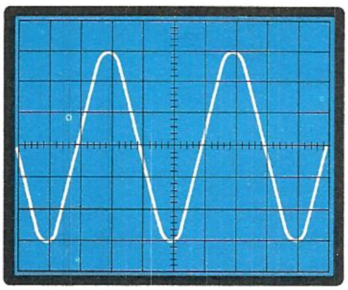


Fig. 6 Il motivo per cui occorre scegliere come «punto di lavoro» metà tensione di alimentazione è facilmente comprensibile se si osserva questo grafico. Applicando sulla base un segnale sinusoidale, varierà la corrente di Base e di conseguenza anche la corrente e la tensione sul Collettore.

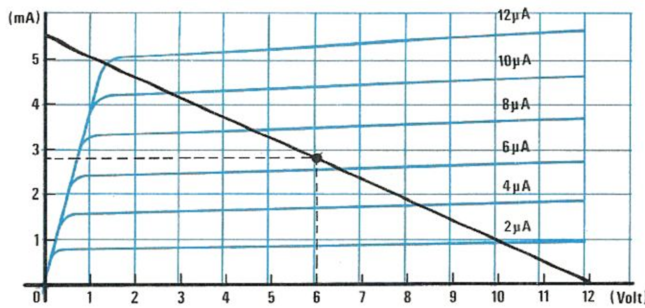


Fig. 7 Per ottenere una retta di carico per tensioni di alimentazione maggiori rispetto a quelle visibili sullo schermo dell'oscilloscopio, sarà sufficiente proseguire, disegnando su carta a quadretti, le curve delle correnti di Base.

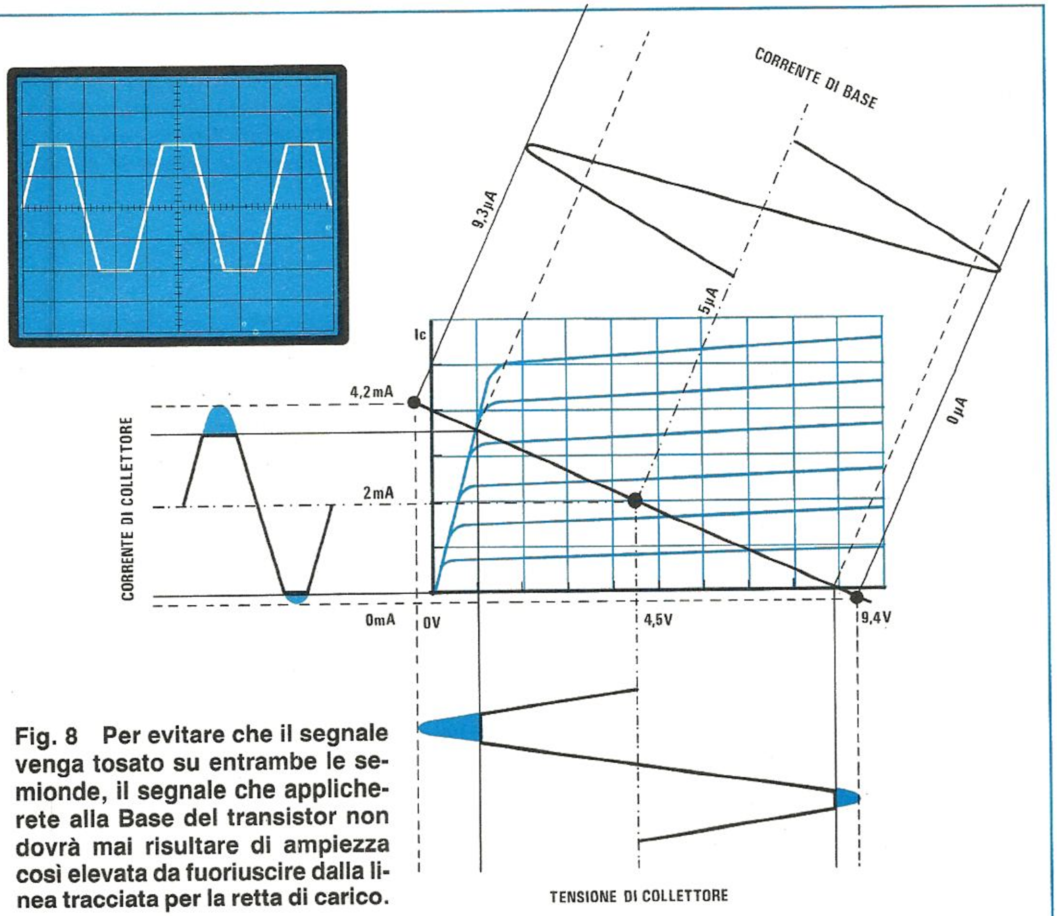


Fig. 8 Per evitare che il segnale venga tosato su entrambe le semionde, il segnale che applicherete alla Base del transistor non dovrà mai risultare di ampiezza così elevata da fuoriuscire dalla linea tracciata per la retta di carico.

LA TENSIONE DI LAVORO

Utilizzando le curve caratteristiche che appaiono sullo schermo dell'oscilloscopio, possiamo stabilire il **punto di lavoro** del transistor ricavandolo direttamente sulla **retta di carico** appena disegnata.

Sapendo che la tensione di alimentazione risulta di 9 volt, si dovrà scegliere inizialmente il punto di lavoro **a metà tensione di alimentazione**, cioè:

9 : 2 = 4,5 volt

In corrispondenza di questo punto, cioè 4,5 volt, tracciamo una retta verticale fino ad incontrare la **retta di carico** del transistor (vedi fig. 5). Il punto di intersezione così trovato ci indicherà immediatamente sia la **corrente di lavoro** sul collettore del transistor, sia la **corrente di base** necessaria per ottenere questa condizione.

Raramente accadrà che il punto di lavoro capiti esattamente su una delle **6 curve**, perciò, come vedesi in fig. 5, la corrente di Base dovrà essere ricavata facendo una media fra i valori delle due curve caratteristiche piú prossime al punto di lavoro.

Nell'esempio di fig. 5, poichè il punto di lavoro risulta compreso fra la curva caratteristica da 4 microamper e quella da 6 microamper, potremmo affermare che la corrente di base necessaria alla polarizzazione del transistor risulterà di **5 microamper**.

IL PUNTO DI LAVORO A METÁ TENSIONE

Prima di proseguire, vogliamo soffermarci sul motivo della scelta del punto di lavoro **a metà tensione di alimentazione**.

Provate a ricopiare le curve caratteristiche su un normale foglio di carta a quadretti e tracciate su esse la retta di carico (vedi fig. 5).

Su quest'ultima segnate **tre** differenti punti di lavoro, uno scelto a metà tensione di alimentazione, cioè **4,5 volt**, uno scelto con una tensione maggiore, ad esempio di **7 volt** ed uno con una tensione minore, ad esempio di **3 volt**.

Con una semplice costruzione grafica che ora vi illustreremo, sarà possibile predeterminare con buona approssimazione e senza alcun calcolo ma-

tematico, il comportamento del circuito nella realtà, a seconda del punto di lavoro prescelto.

Iniziamo dal punto di lavoro scelto a metà tensione di alimentazione, cioè a 4,5 volt.

Prendendo questo punto come origine, tracciamo tre rette, come vedesi in fig. 6, una verso il basso in verticale siglata **Tensione di Collettore**, una verso sinistra in orizzontale siglata **Corrente Collettore** ed una verso l'alto, perpendicolare alla retta di carico siglata **Corrente Base**.

Disegnando sulla retta di Base un segnale sinusoidale (vedi fig. 6), potremo subito notare che, come avviene anche in pratica, questo provocherà uno spostamento del punto di lavoro sulla **retta di carico** e di conseguenza varieranno pure la corrente e la tensione di collettore.

Quando la semionda positiva raggiungerà la sua massima ampiezza, la **corrente del Collettore** aumenterà a circa **3mA** e di conseguenza la **tensione del Collettore**, si abbasserà sui **2,2 volt**.

Quando la semionda opposta, cioè la negativa, raggiungerà la sua massima ampiezza, la **Corrente di Collettore** scenderà a **1 mA** e di conseguenza la **tensione di Collettore** aumenterà a circa **6,8 volt**.

Supponiamo ora di aumentare l'ampiezza del segnale di ingresso applicato sulla Base dei transistor; cosí facendo, il punto di lavoro subirà uno spostamento maggiore sulla retta di carico (vedi fig. 8).

In queste condizioni estreme, il transistor ovviamente non potrà piú lavorare ed infatti, come appare ben evidenziato anche nella costruzione grafica di fig. 12, la sinusoide di uscita presente sul suo collettore risulterà **tosata** sui due picchi.

In pratica, superando il **valore massimo** del segnale applicabile sull'ingresso di Base, il nostro circuito preamplificato si saturerà.

Pertanto se da un preamplificatore uscirà un segnale TOSATO su entrambe le semionde, significherà che sull'ingresso di Base è stato applicato un segnale sinusoidale di AMPIEZZA troppo elevata.

Vediamo ora come si comporterebbe questo transistor se il punto di lavoro, anziché di 4,5 volt venisse spostato sui **3 volt** (vedi fig. 10).

Ridisegnando un grafico come quello visibile in fig. 10, vedremo subito che la semionda positiva verrà amplificata regolarmente, mentre quella negativa uscirà dal Collettore **tosata**.

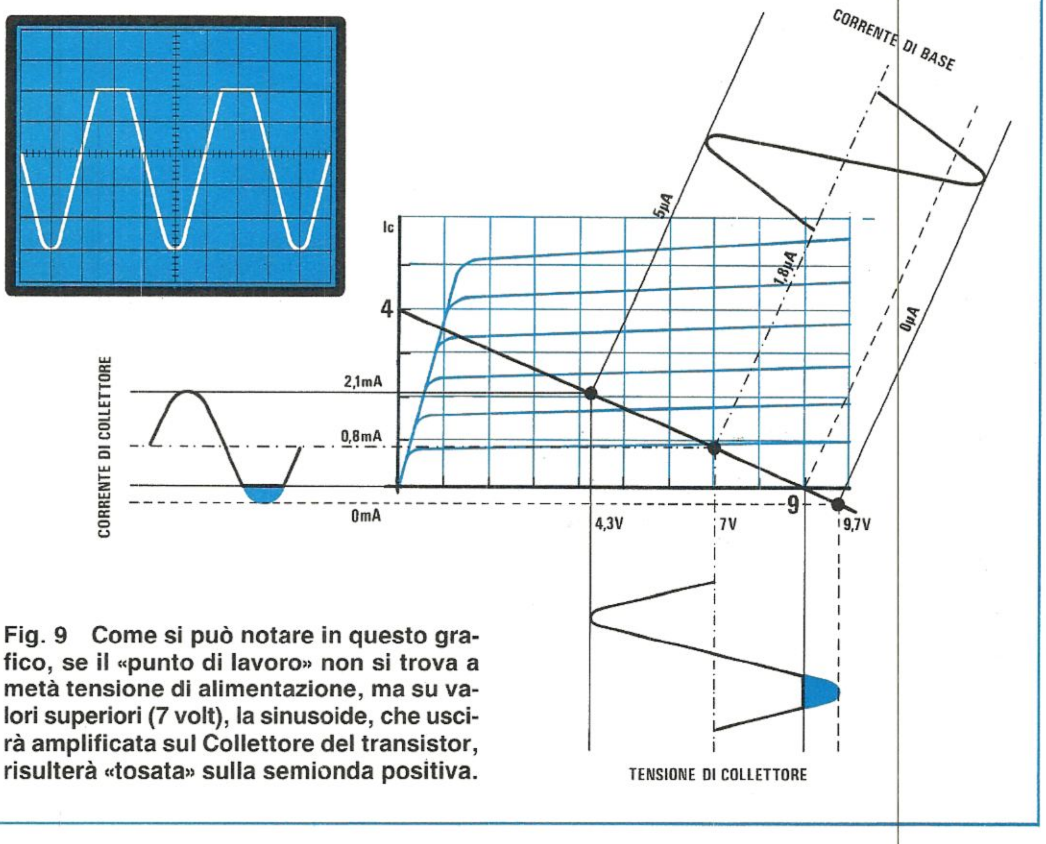


Fig. 9 Come si può notare in questo grafico, se il «punto di lavoro» non si trova a metà tensione di alimentazione, ma su valori superiori (7 volt), la sinusoide, che uscirà amplificata sul Collettore del transistor, risulterà «tosata» sulla semionda positiva.

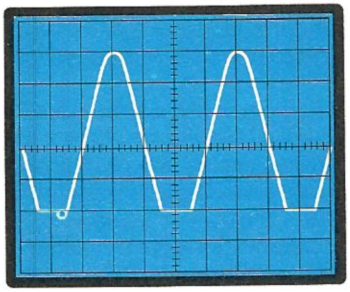
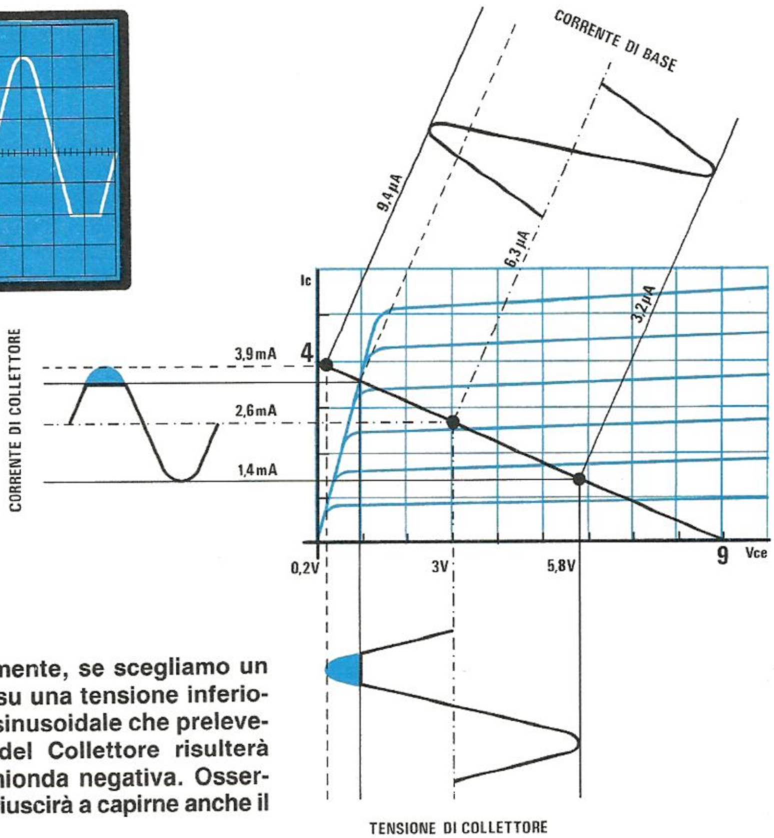



Fig. 10 Analogamente, se scegliamo un «punto di lavoro» su una tensione inferiore (3 volt), l'onda sinusoidale che preleveremo sull'uscita del Collettore risulterà «tosata» sulla semionda negativa. Osservando il grafico si riuscirà a capirne anche il motivo.

Analogamente se scegliamo un punto di lavoro piú basso, ad esempio a soli **7 volt** (vedi fig. 9), si manifesterà l'inconveniente opposto, cioè la semionda negativa verrà amplificata regolarmente, mentre verrà tosata quella negativa.

Compreso perchè occorra scegliere come punto di lavoro del transistor METÁ tensione di alimentazione, possiamo proseguire con il calcolo delle resistenze necessarie alla polarizzazione della base del transistor.

LA POLARIZZAZIONE DI BASE

Dedotto dalle curve caratteristiche del transistor (vedi fig. 6), sia il valore della corrente di base (**pari a 5 microamper**) che quella di collettore (**pari a 2 milliamper**), potremo ora calcolare il valore delle due resistenze R1 ed R2.

In pratica, per avere un buon margine di sicurezza e compensare cosí le inevitabili tolleranze delle resistenze, si dovrà sempre calcolare **una corrente 10 volte superiore** a quella necessaria per la polarizzazione di Base.

Osservando la fig. 11 vediamo che per polarizzare la Base del transistor useremo un partitore resistivo (vedi **R1** e **R2**) collegato fra il positivo di alimentazione e la massa.

Sulla resistenza **R2**, collegata fra il punto comune delle due resistenze e la massa, dovremmo ottenere una tensione mai inferiore agli **0,6 volt**, necessaria a portare la Base del transistor al di sopra della soglia di conduzione.

Poichè la corrente che scorre in questo partitore resistivo dovrà risultare pari a **10 volte** la corrente di base, sapendo che nel nostro esempio essa corrisponde ad un valore di **5 microamper**, faremo:

5 × 10 = 50 microamper

Conoscendo il valore della corrente che scorre sulla resistenza **R2**, cioè **50 microamper**, e sapendo che, ai suoi capi, dovrà essere presente una tensione di **0,6 volt**, potremo subito calcolare il valore di questa resistenza dividendo semplicemente i **volt** per la **corrente**.

NOTA: Per semplificare i calcoli, conviene sem-

pre convertire i microamper in **milliamper**, perchè cosí si otterrà sempre il valore della resistenza in **Kilohm**.

Pertanto convertendo i 50 microamper in milliamper, avremo:

50 uA : 1.000 = 0,05 milliamper

Per ricavare il valore della R2 useremo questa semplice formula:

R2 = 0,6 : Ib

dove:

R2 = valore della R2 in Kilohm
Ib = corrente di Base in milliamper

pertanto avremo:

0,6 : 0,05 = 12 Kilohm

quindi la resistenza **R2** da usare in tale circuito dovrà avere un valore di **12.000 ohm**.

Per calcolare il valore della resistenza **R1** dovremo invece eseguire tre semplici operazioni:

1. Moltiplicare × 11 la corrente di Base;
2. Sottrarre alla tensione di alimentazione 0,6 volt;
3. Dividere il valore di tensione ottenuto dalla seconda operazione per la corrente ricavata dalla prima operazione.

Contrariamente a quanto vi avevamo prima accennato, riguardo alla necessità di far scorrere sulle resistenze del partitore R1-R2 una corrente **10 volte superiore**, come noterete, per la **R1** tale corrente la calcoliamo di **11 volte superiore**.

Il motivo è molto semplice, sulla **R1** dovremo far scorrere oltre alla corrente di R2, anche quella che assorbirà la Base del transistor.

Pertanto, sapendo che la Base del transistor assorbe 5 microamper, faremo:

5 × 11 = 55 microamper

A questo punto trasformeremo i 55 microamper in **milliamper**, ottenendo:

55 uA : 1.000 = 0,055 milliamper

La tensione presente ai capi della resistenza R1 al passaggio di questa corrente, sarà pari alla tensione di alimentazione Va, che nel nostro esempio risulta di **9 volt**, meno gli **0,6 volt** presenti ai capi della resistenza R2, pertanto avremo:

9 - 0,6 = 8,4 volt

Dividendo la tensione di 8,4 volt per questa corrente di **0,055 milliamper**, otterremo il valore della resistenza R1 espresso in **Kilohm**, cioè:

8,4 : 0,055 = 152,727 Kilohm

che potremo arrotondare a **150.000 ohm.**

LE FORMULE DA RICORDARE

Prima di passare ai successivi esempi pensiamo sia utile raggruppare tutte le formule utilizzate, in modo che le possiate consultare velocemente senza dover rileggere tutto il testo.

Conoscendo il valore della **resistenza di carico R3** inserita nel collettore del transistor e quello della **tensione di alimentazione Va**, potremo subito conoscere la massima **corrente di collettore Ic** con la seguente formula:

Corrente di collettore Ic:
Va : R3 = Ic

Dove:

Ic = corrente di collettore in milliamper
Va = tensione di alimentazione in volt
R3 = resistenza di collettore in Kilohm

Per conoscere il GUADAGNO di un transistor occorre tracciare una linea verticale ed una orizzontale come vedesi in fig. 4, in modo da ricavare i due dati richiesti, cioè la corrente del collettore **Ic** e la corrente di base **Ib**.

La formula da usare per il GUADAGNO è la seguente:

Guadagno del transistor:
Ic : Ib

Dove:

Ic = corrente di collettore in milliamper
Ib = corrente di Base in milliamper

Conoscendo il valore della corrente di colletto-

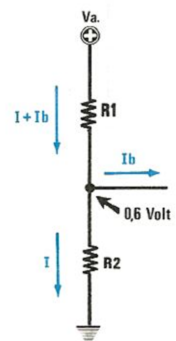
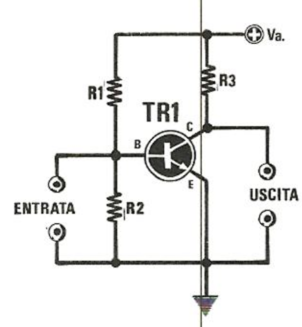


Fig. 11 Il valore della resistenza R2 si calcola con questa semplice formula R2 = 0,6:(Ib x 10), mentre quella della resistenza R1 con la formula R1 = (Va-0,6):(Ib x 11). A tal proposito nell'articolo abbiamo riportato un esempio.



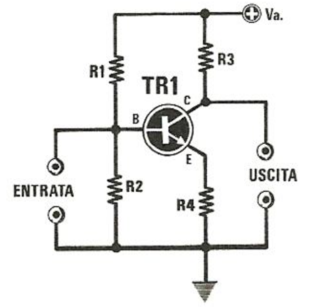


Fig. 12 Il guadagno del circuito riportato in fig. 1 è influenzato dal «beta» del transistor, pertanto, inserendo in un circuito due transistor con due diversi beta si otterranno due diversi guadagni. Per evitare questo inconveniente, è sufficiente inserire nell'emettitore del transistor una resistenza (vedi R4).

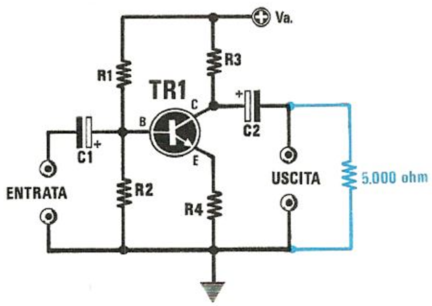


Fig. 13 Collegando all'uscita del Collettore una cuffia o una resistenza di carico (che potrebbe essere la resistenza di Base del transistor successivo), come spiegato nell'articolo, il valore della resistenza R3 di Collettore viene influenzata dal valore della resistenza di carico, modificando così la retta di carico (vedi fig. 14).

re **Ic** e il valore di alimentazione **Va**, possiamo tracciare la **retta di carico** del transistor (come vedesi in fig. 5).

Scegliendo sulla retta di carico il **punto di lavoro** corrispondente a METÁ TENSIONE di alimentazione, potremo ricavare dalle curve caratteristiche il valore della **corrente di base Ib** e con questo nuovo dato, potremo calcolare il valore delle sue resistenze R1 ed R2.

Valore ohmmico della resistenza R2:
0,6 : (10 × Ib) = R2 in Kilohm

Dove:

0,6 = tensione soglia di Base del transistor
10 = numero fisso da utilizzare per la R2
Ib = corrente di Base in milliamper

Valore ohmmico della resistenza R1:
(Va - 0,6) : (11 × Ib) = R1 in Kilohm

Dove:

Va = tensione di alimentazione in volt
0,6 = tensione soglia Base del transistor
11 = numero fisso da utilizzare per la R1
Ib = corrente di Base in milliamper

UN GUADAGNO VARIABILE

Se realizzerete il circuito riportato in fig. 1 montandolo su di una qualunque basetta sperimentale, potrete constatare che i dati dedotti teoricamente corrisponderanno perfettamente ai valori reali, salvo che per piccole ed inevitabili differenze causate dalla «tolleranza» delle resistenze.

Il circuito appena descritto presenta però un **inconveniente**, cioè il «guadagno» è influenzato dal **beta** del transistor, per cui se in due identici circuiti inseriamo, in uno, un transistor con un «beta» di **100** e nell'altro un transistor con indentica sigla ma con un «beta» di **180**, otterremo due circuiti con differenti «guadagni».

Utilizzando una simile configurazione dovremmo in pratica calcolare sempre il valore delle resistenze di polarizzazione R1 e R2, in funzione del «beta» del transistor, cosa ovviamente impossibile.

Per evitare questo inconveniente, sarà sufficiente collegare in serie all'emettitore una resistenza (vedi R4 in fig. 12), per far sí che il GUADAGNO non dipenda piú dal **beta** del transistor, ma da un valore che noi stessi potremo **definire** con questa **R4**.

Cosí se in un circuito inseriamo un transistor con un «beta» di 100 ed uno con un «beta» di 300, calcolando il valore di questa resistenza in modo da ottenere un guadagno di **20 volte**, avremo la certezza che questo stadio, anche utilizzando due transistor con un diverso beta, GUADAGNERÁ sempre ed effettivamente **20 volte**.

COME CALCOLARE LA RESISTENZA R4

La scelta del valore della resistenza posta fra la massa e l'emettitore del transistor, come già precisato, ci servirà per stabilire il **guadagno massimo** che desideriamo ottenere da tale stadio.

Per determinare il valore della **R4**, se già sappiamo quale sarà l'ampiezza massima del segnale che vogliamo applicare sulla base del transistor di ingresso e quale ampiezza corrispondente desideriamo ottenere in uscita, sarà sufficiente svolgere due semplici operazioni.

Supponendo che il segnale di ingresso abbia un'ampiezza massima di **100 millivolt** (pari a 0,1 volt), e che in uscita desideriamo ottenere un segnale di **2 volt**, il nostro stadio dovrà assicurarci un GUADAGNO di:

Volt uscita : Volt ingresso = Guadagno

sostituendo nella formula i valori poc'anzi accennati otterremo:

2 : 0,1 = 20 volte.

Stabilito il GUADAGNO, potremo subito calcolare la resistenza **R4** utilizzando la seguente formula:

R3 : Guadagno = R4

Supponendo di utilizzare come resistenza di carico sul collettore (vedi R3) un valore di **2.200 ohm**, avremo:

2.200 : 20 = 110

che potremo arrotondare a **100 ohm**.

Ovviamente, inserendo una resistenza da **100 ohm** in serie fra l'emettitore e la massa, dovremo ricalcolare il valore delle due resistenze R1 e R2.

LA CORRENTE DI COLLETTORE

La presenza della resistenza **R4** posta in serie sull'Emettitore, ridurrà ovviamente la **corrente** che scorre sul Collettore.

In pratica, per conoscere la corrente assorbita dal Collettore dovremo utilizzare questa nuova formula:

Ic = Va : (R3 + R4)

dove:

Ic = corrente assorbita in amper
Va = tensione di alimentazione
R3 = resistenza di Collettore in ohm
R4 = resistenza di Emettitore in ohm

pertanto avremo:

9 : (2.200 + 100) = 0,0039 amper

Poichè il valore di corrente è espresso in AMPER, ci conviene convertirlo in **milliamper** e per far questo dovremo moltiplicare **x 1.000**, ottenendno cosí:

0,0039 × 1.000 = 3,9 milliamper

cioè una corrente di **3,9 milliamper massimi**, molto prossima al valore precedentemente rilevato; perciò la differenza che si otterrebbe sulla retta di carico risulterebbe praticamente inavvertibile.

Prendendo infatti una Va (volt di alimentazione) di 9 volt e considerando che la tensione di lavoro è la METÁ, cioè **4,5 volt**, avremo nuovamente una corrente di Collettore pari a **2 milliamper** ed una corrispondente corrente di Base di **5 microamper** (vedi fig. 6).

LA POLARIZZAZIONE DINAMICA

Se il punto di lavoro del transistor rimane pressochè immutato, cambia invece il calcolo per il partitore di Base, cioè per le resistenze **R1** e **R2**.

Poichè ora l'Emettitore del transistor, per la presenza della resistenza **R4**, non risulta piú direttamente collegato a «massa», dovremo tener conto della tensione presente ai capi della resistenza R4, che innalzerà il valore della «soglia di conduzione» del transistor, il cui valore era stato precedentemente fissato sugli **0,6 volt**.

La prima operazione da compiere sarà quella di calcolare il valore della **Ve** (tensione Volt emettitore), che potremo facilmente ricavare con la formula:

Ve = R4 × Ic : 1.000

Dove:

Ve = tensione emettitore in Volt
R4 = valore della resistenza Emettitore in ohm
Ic = corrente di Collettore in milliamper

pertanto avremo:

100 × 2 : 1.000 = 0,2 volt

Conoscendo questo dato, possiamo subito calcolare il valore da assegnare alle due resistenze **R1** ed **R2**, utilizzando come tensione di «soglia di Base» gli **0,6 volt + i volt della Ve** (volt Emettitore).

Pertanto le formule da utilizzare per questo calcolo risulteranno cosí variate:

Valore ohmmico della resistenza R2:

(0,6 + Ve) : (10 × Ib) = R2 in Kilohm

valore ohmmico della resistenza R1:

(Va - 0,6 - Ve) : (11 × Ib) = R1 in Kilohm

dove:

Ve = tensione Emettitore in volt
Ib = corrente di Base in milliamper
Va = tensione alimentazione in volt
R1 - R2 = valore delle resistenze in Kilohm

Conoscendo i seguenti dati:

Ve = 0,2 volt
Ib = 5 microamper = 0,005 milliamper
Va = 9 volt

potremo ricavare il valore della resistenza R2:

R2 = (0,6 + 0,2) : (10 × 0,005) = 16 Kilohm

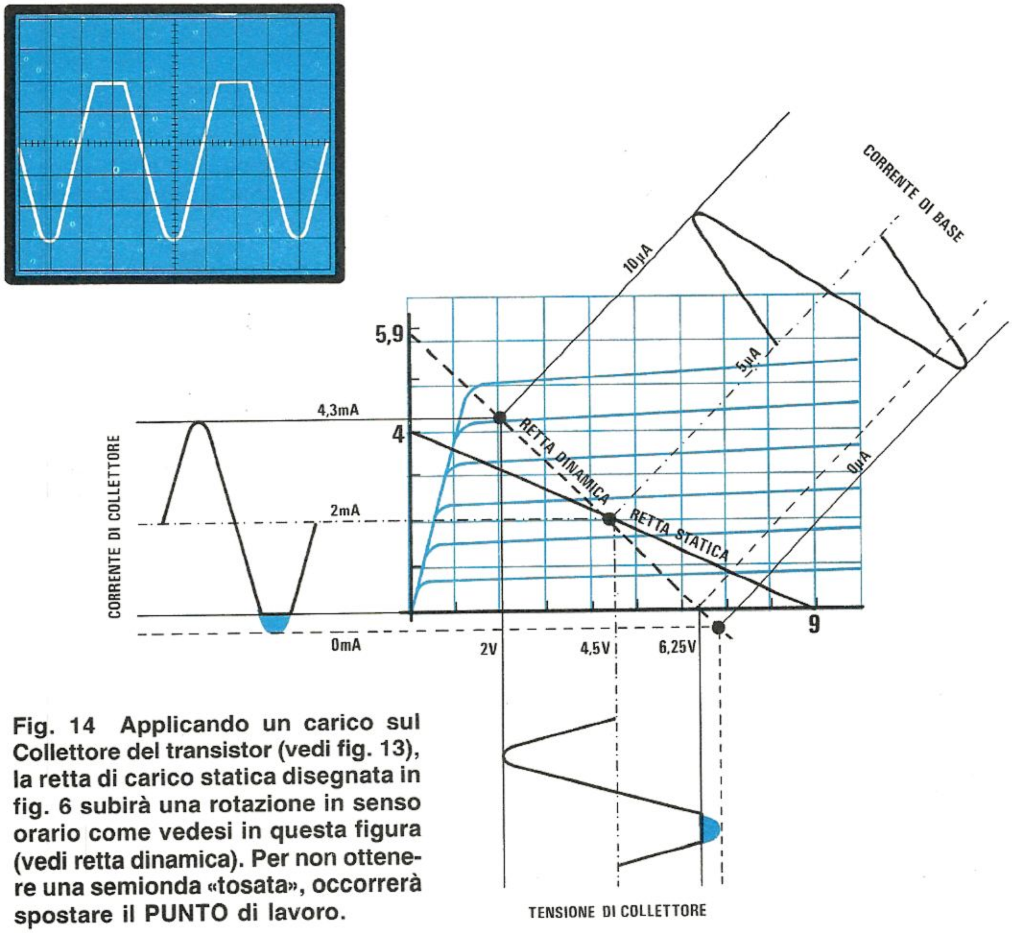


Fig. 14 Applicando un carico sul Collettore del transistor (vedi fig. 13), la retta di carico statica disegnata in fig. 6 subirà una rotazione in senso orario come vedesi in questa figura (vedi retta dinamica). Per non ottenere una semionda «tosata», occorrerà spostare il PUNTO di lavoro.

che potremo arrotondare a 15.000 ohm e quello della resistenza R1:

R1 = (9 - 0,6 - 0,2) : (11 × 0,005) = 149,09 Kilohm

che potremo arrotondare ancora a 150.000 ohm.

I CONDENSATORI DI INGRESSO E DI USCITA

In uscita da questo stadio amplificatore vogliamo ora collegare una cuffia che presenti una resistenza di **5.000 ohm** (abbiamo scelto di proposito tale valore, perchè ci consente di farvi meglio comprendere come si modifica la retta di carico e la corrente di Collettore).

Se collegassimo direttamente la cuffia tra il collettore e la massa, è intuibile che la tensione presente sul collettore verrebbe «cortocircuitata» a massa, pertanto, volendo evitare questo inconveniente, dovremo «necessariamente» farlo tramite un CONDENSATORE di disaccoppiamento, che lasci passare il segnale di BF, ma non la tensione continua presente sul collettore.

A questo punto ci si chiederà che capacità utilizzare: 100.000 picofarad, oppure 1 microfarad o meglio ancora 22 microfarad?.

Bisogna ricordare che qualsiasi «capacità» collegata fra la resistenza di carico R3 e il carico in uscita, creerà in pratica un **filtro passa-alto**.

Pertanto se questa capacità risulterà «minore del richiesto», tutte le frequenze BASSE della gamma BF verranno notevolmente attenuate o addirittura soppresse.

La frequenza minima che tale condensatore è in grado di lasciar passare si chiama **frequenza di taglio**.

Per conoscere questa frequenza potremo utilizzare questa semplice formula:

Hz = 1.000 : (6,28 × C2 × R3)

Dove:

Hz = frequenza di taglio
C2 = capacità in microfarad del condensatore d'uscita
R3 = valore della resistenza di Collettore in Kilohm

Ammettendo, per esempio, di utilizzare per **C2** una capacità di **100.000 pF** pari a **0,1 mF** e sapendo che il valore della **R3** risulta di **2.200 ohm** pari a **2,2 Kilohm**, la frequenza di «taglio» che si ottiene con tali valori risulterà di:

1.000 : (6,28 × 0,1 × 2,2) = 723 Hz

Vale a dire che in un tale circuito tutte le frequenze inferiori ai **723 Hz** giungeranno in cuffia notevolmente attenuate.

Considerando che i suoni partono da **30 Hz** circa, ne deduciamo ovviamente che tale capacità è troppo «piccola».

Se vogliamo conoscere immediatamente la **capacità minima** da utilizzare per **C2**, per avere un «taglio» sui 30 Hz circa, potremo utilizzare questa seconda formula:

C2 = 1.000 : (6,28 × Hz × R3)

Dove:

C2 = capacità di uscita in microfarad
Hz = frequenza di taglio desiderata
R3 = resistenza di Collettore in Kilohm

Da questa formula scopriremo che il valore piú idoneo da scegliere per **C2** risulterà di:

1.000 : (6,28 × 30 × 2,2) = 2,41 microfarad

Considerando le inevitabili ed elevate tolleranze dei condensatori elettrolitici, potremo raddoppiare la capacità, cioè utilizzare un condensatore da **4,7 microfarad**.

Quanto detto per il condensatore di uscita vale pure per il condensatore d'ingresso **C1**, perchè se **C2** è in grado di lasciar passare i **30 Hz** e poi sull'ingresso applichiamo una capacità con frequenza di taglio sui 500 Hz, otterremo un circuito che non riuscirà mai ad amplificare i 30 Hz e nemmeno i 100 Hz. Per calcolare la frequenza di «taglio» del condensatore C1 si dovrà utilizzare questa seconda formula:

C1 = 1.000 : (6,28 × Hz × R2)

Dove:

C1 = capacità d'ingresso in microfarad
Hz = frequenza di taglio desiderata
R2 = valore in Kilohm della resistenza di Base

Sapendo che la frequenza minima di taglio che vogliamo raggiungere risulta di **30 Hz** e che il valore della resistenza **R2** è di **15.000 ohm** pari a **15 Kilohm**, la capacità da assegnare al condensatore d'ingresso **C1** sarà di:

1.000 : (6,28 × 30 × 15) = 0,35 mF.

In pratica potremmo utilizzare un condensatore da **0,30 mF**, oppure da **0,47 mF** poliestere.

LA RETTA DI CARICO DINAMICA

Poichè molti vorranno verificare «in pratica» se quanto calcolato in via teorica corrisponde a verità, prenderanno un piccolo transistor preamplificatore di BF, montandolo su una basetta con i valori ricavati.

Ovviamente, controlleranno con un **normale tester** tutte le tensioni, cioè quella di Base di Emettitore e di Collettore e già qui con stupore noteranno delle differenze.

Dobbiamo a questo punto ricordare al lettore che il tester ha una **PROPRIA resistenza** interna, che, senza rendercene conto, poniamo in **parallelo** sia alla R2 che alla R3 e alla R4, modificando cosí l'effettivo valore ohmmico.

Se volete ottenere dei valori reali, DOVRETE SEMPRE E SOLO eseguire queste misure con un voltmetro elettrico o con l'oscilloscopio, perchè tali strumenti essendo caratterizzati da una elevata resistenza d'ingresso (1 megaohm e piú), non determinano alcuna variazione del valore ohmmico presente.

Tralasciando ora quelle piccole imprecisioni dovute all'inevitabile tolleranza delle resistenze, vedrete che le tensioni rilevate corrisponderanno a quelle prestabilite.

Se ora colleghiamo all'uscita del transistor la nostra cuffia da 5.000 ohm (in sua sostituzione si potranno collegare in parallelo due resistenze da 10.000 ohm) e poi applichiamo sull'ingresso un segnale di BF sui 1.000 - 1.500 Hz la cui ampiezza non superi i **50 millivolt**, osservando lo schermo dell'oscilloscopio potremo notare che l'onda sinusoidale amplificata risulta perfetta, cioè priva di qualsiasi distorsione.

Aumentando l'ampiezza del segnale d'ingresso sui 100 millivolt da noi previsti, ad un certo punto noteremo in modo netto l'insorgere di una distorsione, che si manifesta con un «taglio» sulla SEMIONDA POSITIVA (vedi fig. 14).

Eppure il «punto di lavoro» risulta perfettamente centrato a metà tensione di alimentazione.

Lasciando collegato l'oscilloscopio all'uscita del transistor, proviamo ora a togliere la cuffia (o le due resistenze da 10.000 poste in parallelo per simulare il carico) e, con sorpresa, noteremo che l'onda RITORNA perfetta, cioè la parte superiore non risulta piú «tosata».

Perchè il circuito, applicando un «carico» sull'uscita, si comporta in questo modo?.

Bisogna sapere che applicando sull'uscita del transistor un qualsiasi «carico» (cuffia o resistenza di base del transistor successivo), anche se esiste un CONDENSATORE DI DISACCOPPIAMENTO, il suo **valore ohmmico**, in presenza di un segnale di BF, viene «visto» dal transistor come se risultasse APPLICATO IN PARALLELO alla resistenza **R3**.

Perciò il valore della resistenza R3 che, come sappiamo, risulta da 2.200 ohm, in condizione DINAMICA (cioè quando amplifica un segnale di BF) non risulterà piú di 2.200 ohm, ma diventerà:

R3/D = (R3 × Rc) : (R3 + Rc)

Dove:

R3/D = valore della R3 in condizione dinamica
R3 = valore reale della resistenza R3
Rc = valore ohmmico della resistenza di Carico

Sapendo che il valore della **R3** risulta di **2.200 ohm**, che il valore della resistenza di Carico risulta di **5.000 ohm**, il valore di **R3 DINAMICO** risulterà pari a:

(2.200 × 5.000) : (2.200 × 5.000) = 1.527 ohm

Come vedesi, il valore di R3 DINAMICO risulta notevolmente inferiore al valore reale, per cui la corrente del collettore, **in condizione dinamica**, risulterà superiore a quella calcolata per la condizione statica.

Infatti, sapendo che la tensione di alimentazione è pari a 9 volt, nel caso «statico», come già sappiamo, la corrente del collettore risulterà di:

9 : 2.200 = 0,004

cioè di **4 milliamper**, mentre in condizione **dinamica**, cioè quando il transistor amplificherà il segnale BF, trovandosi in parallelo alla resistenza R3 anche la resistenza della cuffia, per effetto di questo carico la corrente risulterà di:

9 : 1.527 = 0,0059

cioè **5,9 milliamper**.

A questo punto, tenendo sempre fissa la METÀ

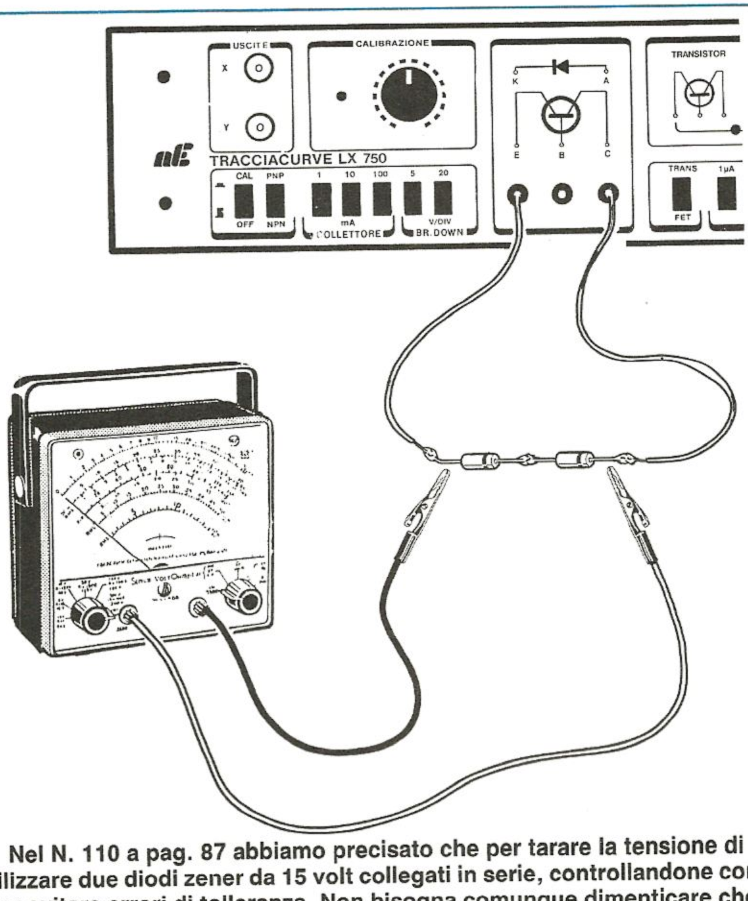


Fig. 15 Nel N. 110 a pag. 87 abbiamo precisato che per tarare la tensione di «Breakdown» occorre utilizzare due diodi zener da 15 volt collegati in serie, controllandone con un tester la tensione, per evitare errori di tolleranza. Non bisogna comunque dimenticare che il tester leggerà METÀ TENSIONE, perché la tensione alternata presente in uscita viene raddrizzata da due diodi.

TENSIONE presente sul Collettore in condizione **statica**, dovremo tracciare una SECONDA retta di carico che corrisponderà alla condizione **dinamica**.

Poichè la corrente massima risulterà ora piú elevata, **5,9 milliamper**, contro i **4 milliamper** statici, la RETTA DINAMICA ruoterà in SENSO ORARIO rispetto alla retta statica (vedi fig. 14).

Questa figura ci darà una indicazione molto importante sul reale comportamento del circuito, infatti ci avverte che, «dinamicamente», applicando un carico sull'uscita, occorre nuovamente CENTRARE la tensione di RIPOSO del transistor, che non dovrà piú risultare di 4,5 volt, ma di valore INFERIORE.

Anche se questo nuovo valore di tensione risulta ben visibile nel grafico di fig. 14, potremo facilmente determinarlo con la seguente formula:

Vd = (Rc × Va) : (Rc + R3) : 2

Dove:

Vd = volt del punto di lavoro in condizione dinamica
Rc = resistenza di carico (cuffia) in ohm
Va = tensione di alimentazione
R3 = valore della R3 in ohm

Sapendo che la **Va = 9 volt**, che la **Rc = 5.000 ohm** e che la **R3** collegata al collettore risulta di **2.200 ohm**, possiamo sapere quale risulterà il valore di **Vd** eseguendo:

(5.000 × 9) : (5.000 + 2.200) : 2 = 3,12 volt

Per portare il punto di lavoro dagli attuali 4,5 volt a 3,12 volt, sarà necessario modificare solo la tensione di polarizzazione di Base RIDUCENDO il valore ohmmico della **resistenza R1**. Cosí facendo, il Collettore assorbirà piú CORRENTE e il PUNTO DI LAVORO si abbasserà sul valore desiderato.

Ovviamente il valore della R1 lo dovremo ricalcolare e per questo sarà sufficiente tracciare una linea verticale sul diagramma visibile in fig. 14, partendo da una tensione di Collettore di **3,12 volt** fino a raggiungere la retta di «Carico Dinamica», controllando poi la corrispondente corrente di Base.

Poichè, come vedesi in fig. 14, questo «punto» va a coincidere con una corrente di Base di **6 microamper**, potremo ricavare il valore di **R1 in Kilohm** utilizzando la seguente formula:

R1 = (Va : Ibb) - R2

Dove:

R1 = nuovo valore di R1 in Kilohm
Va = tensione di alimentazione
R2 = valore di R2 in Kilohm
Ibb = Ib × 11 in milliamper

Sapendo che la corrente di **Base Ib** in condizione **dinamica** risulta come nell'esempio riportato di **6 microamper**, convertiremo questo valore in milliamper, ottenendo:

6 : 1.000 = 0,006 milliamper

moltiplicando questo valore × 11, otterremo il valore di **Ibb**:

0,006 × 11 = 0,006 milliamper

A questo punto avendo tutti i dati richiesti a nostra disposizione, cioè:

Va = 9 volt
R2 = 18 Kilohm
Ibb = 0,006 milliamper

potremo inserirli nella nostra formula ottenendo:

(9 : 0,006) - 15 = 121,36 Kilohm

che potremo tranquillamente arrotondare a **120.000** ohm.

Per cui se la resistenza R1 in condizione statica risultava da 150.000 ohm, applicando un carico da 5.000 ohm, dovrà essere sostituita con una da 120.000 ohm.

NOTA UTILE

Eseguendo questi calcoli otterrete sempre dei valori ohmmici ben lontani dagli standard reperibili in commercio, quindi non fate mai come fece tempo fa un nostro lettore, che, ricavando in un calcolo un valore di 118,317 ohm, utilizzò in un montaggio ben quattro resistenze poste in serie, cioè 100.000 + 18.000 + 270 + 47 = 118,317 ohm.

In pratica, non è indispensabile questa «assoluta precisione», quindi si cercherà sempre di utilizzare un valore ohmmico piú prossimo a quello standard, anche se la differenza potrebbe sembrare eccessiva.

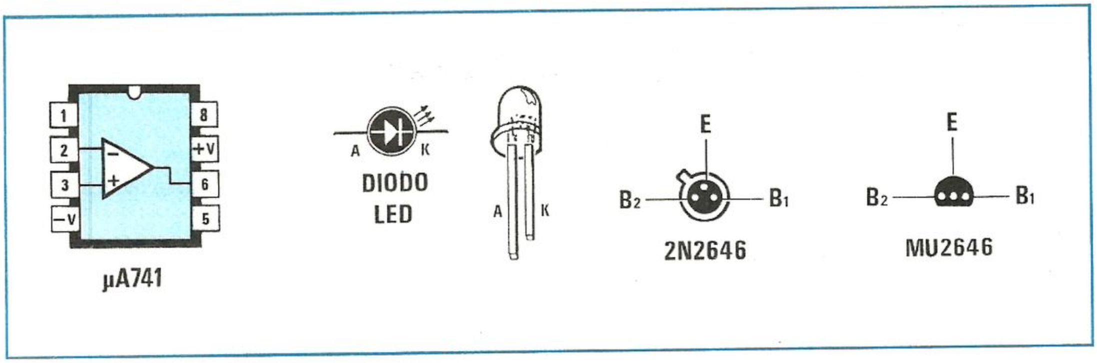
Non dovete dimenticare che il valore reale di una resistenza da 120.000 ohm, a causa della sua immancabile tolleranza, può risultare compreso tra i 108.000 e i 132.000 ohm e tale tolleranza è presente pure nelle altre resistenze presenti nel circuito, cioè su R2 - R3 - R4.

Perciò se anche il **punto di lavoro** anzichè prefissato esattamente sui **3,12 volt**, lo troverete spostato sui **2,8 volt** o sui **3,4 volt**, il circuito funzionerà ugualmente bene e senza alcuna distorsione.

Infatti quando effettuerete questi calcoli dovrete sempre considerare questa «tolleranza», pertanto se avrete previsto come segnale **massimo d'ingresso 100 millivolt**, all'atto pratico, per stare sul sicuro, non dovrete mai superare i **90 millivolt**.

Se proprio volete disporre di un circuito che accetti in ingresso tassativamente **100 millivolt**, sarà utile calcolare tutte le polarizzazioni per un segnale eccedente, cioè **110 - 120 millivolt**.

Cosí facendo, anche se il vostro punto di lavoro non risulta «perfettamente centrato» a causa della tolleranza delle resistenze, rimarrete sempre entro i limiti delle caratteristiche richieste.



PROGETTI

CONTROLLO BATTERIA SCARICA
Sig. Schirizza Davide - LANCIANO (CH)

Vi invio un circuito molto semplice che potrà essere utilizzato per controllare la carica di qualunque pila o batteria, inserita in una radio portatile, un registratore, un trasmettitore, ecc.

Non appena la tensione di alimentazione scenderà sotto al limite da noi prefissato, il circuito farà lampeggiare un LED per avvertirci che è giunto il momento di sostituirla o di ricaricarla (nel caso si tratti di una batteria al nichel-cadmio).

I componenti necessari a tale realizzazione sono un comune integrato tipo uA.741, un transistor unigiunzione 2N.2646 e un diodo LED.

L'operazionale IC1 costituisce un semplice stadio comparatore di tensione: quando infatti la tensione ai capi del piedino invertente (piedino 2) risulta maggiore della tensione di riferimento presente sul piedino non invertente (piedino 3), l'uscita (piedino 6), si troverà a livello logico 0 e di conseguenza il diodo led rimarrà spento.

Quando invece la tensione presente sul piedino invertente 2 risulterà inferiore a quella presente sul piedino non invertente, sull'uscita di IC1 troveremo una condizione logica 1, cioè la presenza di una tensione positiva che, alimentando tramite R4 e C2 l'emettitore del transistor unigiunzione, lo farà oscillare. Modificando il valore dell'oscillatore C2, potremo far lampeggiare il diodo LED piú o meno velocemente.

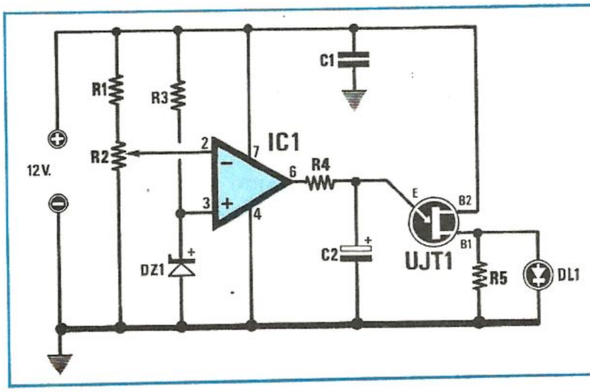
Nel prototipo da me costruito è possibile, regolando il trimmer R2, ottenere un intervento regolabile da un minimo di circa 9,5 volt a 16 volt.

Sostituendo il diodo zener DZ1 da 9,1 volt con uno da 4,7 - 5,1 volt, potremo far intervenire il circuito anche a tensioni piú basse.

Consiglio di non alimentare il circuito con tensioni inferiori ai 6 volt.

NOTE REDAZIONALI

Per ottenere una migliore stabilizzazione termica del 2N.2646, suggeriamo di eliminare la resistenza R5 e di inserirne una da 330 o 470 ohm in serie al terminale B2 dell'unigiunzione.



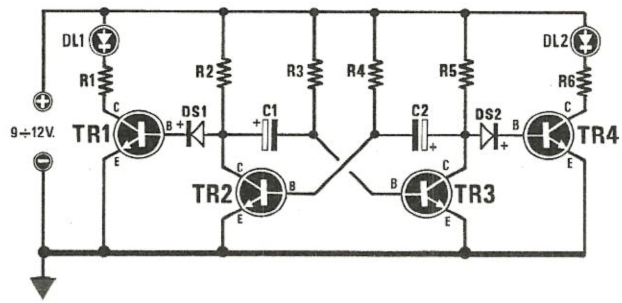
ELENCO COMPONENTI

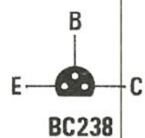
R1 = 10.000 ohm 1/4 watt
R2 = 100.000 ohm trimmer
R3 = 2.700 ohm 1/4 watt
R4 = 4.700 ohm 1/4 watt
R5 = 470.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 47 mF elettr. 25 volt
DZ1 = zener 9,1 volt 1/2 watt
DL1 = diodo led
UJT1 = unigiunzione tipo 2N.2646
IC1 = uA.741

In questa rubrica presentiamo alcuni degli schemi che i nostri lettori ci inviano quotidianamente, scegliendo tra questi i più validi ed interessanti. Per ovvi motivi di tempo e reperibilità dei materiali non possiamo "provare" questi schemi, quindi per il loro funzionamento ci affidiamo alla serietà dell'Autore. Da parte nostra, controlliamo solo se il circuito teoricamente può risultare funzionante, completandolo, dove è necessario, di una nota redazionale.



in SINTONIA





ELENCO COMPONENTI

R1 = 1.000 ohm 1/4 watt		
R2 = 100.000 ohm 1/4 watt	C1 = 10 mF elettr. 25 volt	DL2 = diodo LED
R3 = 470.000 ohm 1/4 watt	C2 = 10 mF elettr. 25 volt	TR1 = NPN tipo BC.238
R4 = 470.000 ohm 1/4 watt	DS1 = diodo 1N.4148	TR2 = NPN tipo BC.238
R5 = 100.000 ohm 1/4 watt	DS2 = diodo 1N.4148	TR3 = NPN tipo BC.238
R6 = 1.000 ohm 1/4 watt	DL1 = diodo LED	TR4 = tipo BC.238

MULTIVIBRATORE ASTABILE A TRANSISTOR
Sig. Pertile Luca - POZZONOVO (PD)

Pur non avendo una immediata utilità pratica, questo progetto potrà essere utilizzato come allarme-spia o come avvisatore ottico lampeggiante.

Personalmente ho utilizzato uno di questi circuiti come spia dell'inserimento del freno a mano, mentre ho collegato un secondo circuito alla lampadina spia della temperatura del radiatore, per essere certo che, anche nella malaugurata ipotesi che quest'ultima fosse fulminata, vi sia sempre un efficace avvisatore ottico.

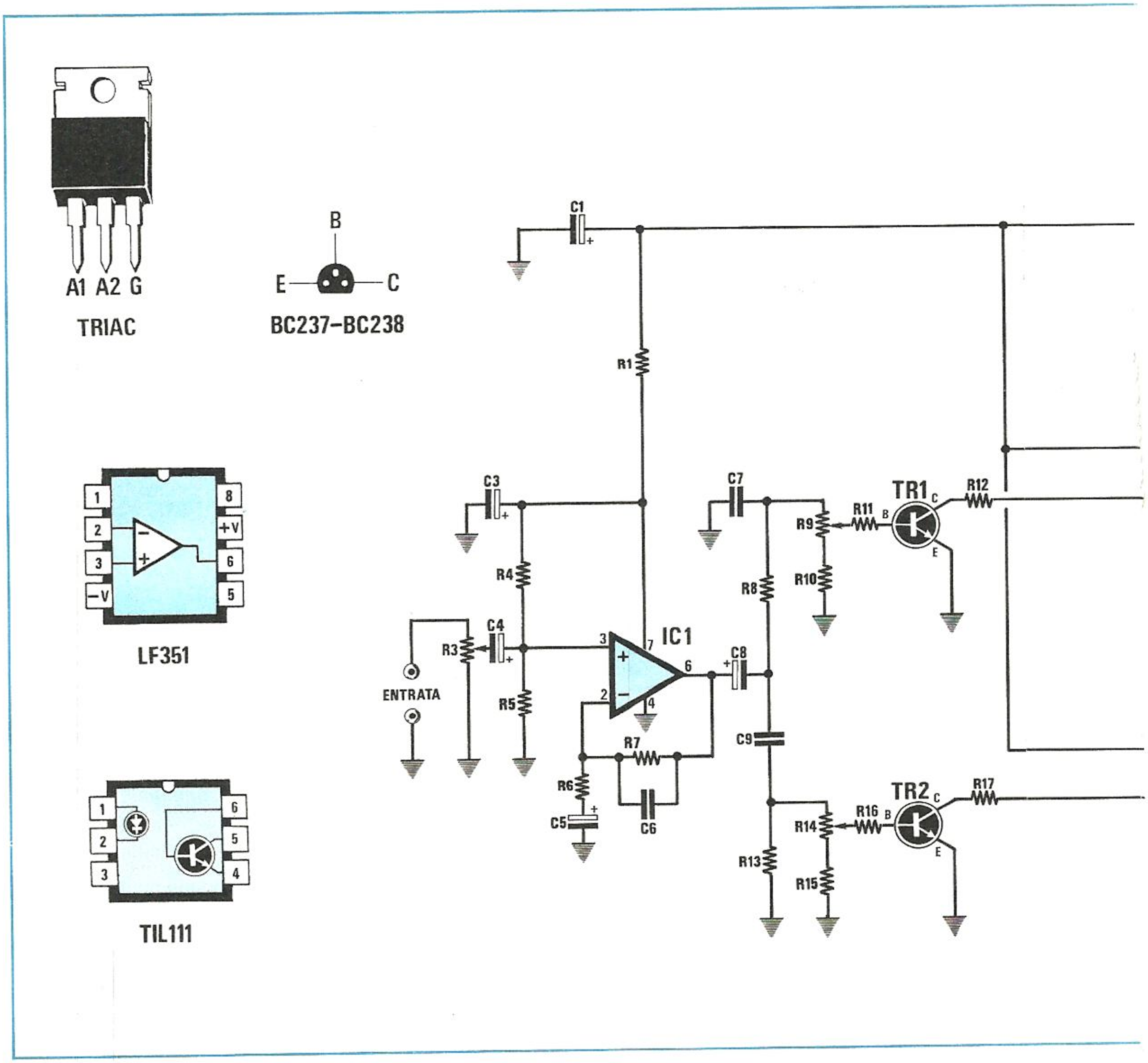
Dato il ridotto consumo di corrente (circa 20 milliamper), è possibile alimentare questo circuito con una comune pila a 9 volt, per simulare i segnali di STOP in un plastico ferroviario o per qualunque altro utilizzo più o meno «scenografico».

Si tratta di un classico multivibratore astabile che pilota alternativamente due diodi led con una ben precisa cadenza, che potremo comunque variare semplicemente modificando il valore dei condensatori C1 e C2.

Ricordo che per ottenere un lampeggio regolare dei led, occorre sempre utilizzare per C1 e C2 due condensatori di uguale capacità.

I transistor da TR1 a TR4 potranno essere sostituiti da qualunque NPN al silicio di piccola potenza.

Il circuito richiede un'alimentazione compresa tra i 9 e 12 volt.



LUCI PSICHEDELICHE
Sig.na Ghirardelli Rachele - FONTANELLATO (PR)

Sono una ragazza di 18 anni e seguo da poco tempo la Vs. Rivista. Dopo aver letto l'articolo sui foto-accoppiatori pubblicato nella Rivista n.106, ho pensato di realizzare questo circuito che non è altro che una versione semplificata del kit LX.749.

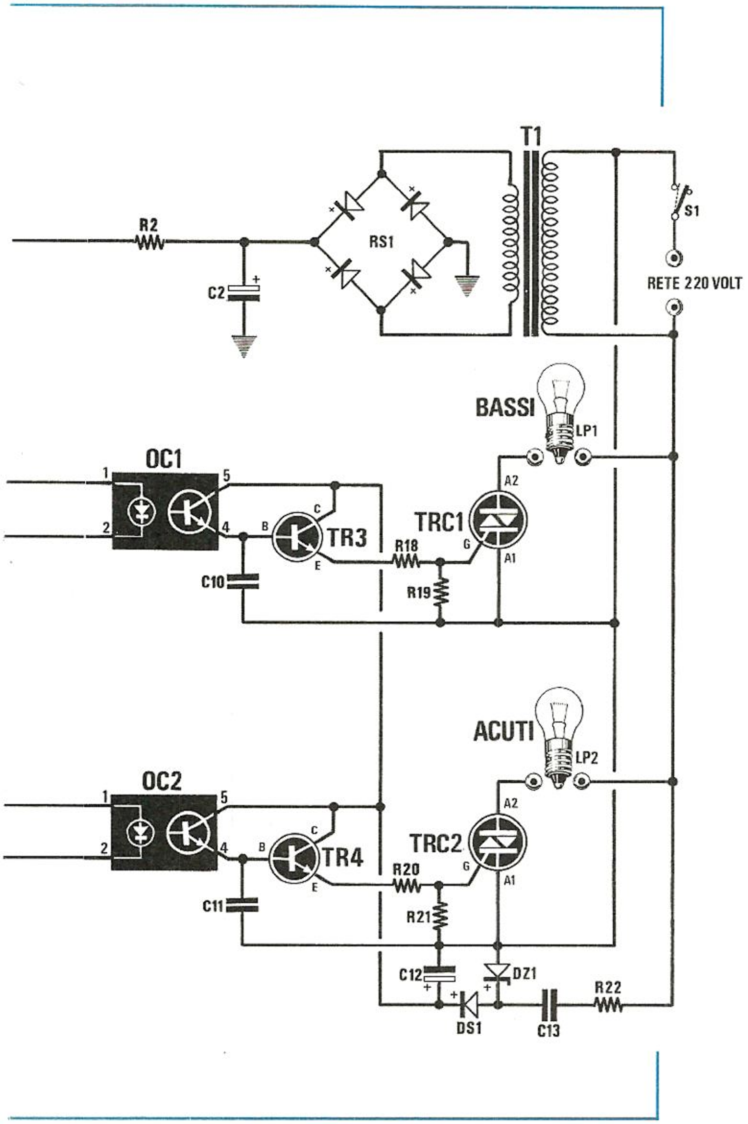
Alle boccole «ENTRATA», dovremo collegare un segnale di BF, che potremo prelevare da qualunque amplificatore Hi-Fi, sintonizzatore, registratore o radio.

Il segnale di BF, dosato in ampiezza dal potenziometro R3, verrà inviato all'operazionale IC1, che provvederà a preamplificare il segnale.

Dall'uscita di IC1 (piedino 6), il segnale di BF verrà inviato ai due filtri passivi costituiti da R8, C7 per le frequenze «MEDIO-BASSE» e da C9, R13, per le frequenze «MEDIO-ALTE».

Tramite i potenziometri R9 e R14, potremo regolare la sensibilità di ciascuno dei due filtri, per ottenere l'effetto psichedelico più appropriato.

Gli optoisolatori OC1 e OC2 ci consentono un perfetto trasferimento del segnale BF ai due gate dei TRIAC, isolando la sezione del circuito BF direttamente collegata all'amplificatore finale con i



220 volt della rete elettrica, utilizzati per alimentare i due Triac.

L'alimentazione relativa allo stadio preamplificatore e allo stadio dei filtri, è ottenuta mediante un trasformatore da 10 volt - 0,5 amper, più un ponte raddrizzatore (RS1) e un condensatore elettrolitico (C2) necessario per livellare la tensione raddrizzata.

La sezione relativa al pilotaggio dei due TRIAC (vedi TR3 e TR4) non si discosta molto dal circuito proposto nella Rivista n.106, ed è dotata di un'alimentazione separata, direttamente ricavata dai 220 volt, tramite R22, C13, DZ1, DS1 e C12, che provvedono a fornire della necessaria tensione TR3, TR4 e i foto - transistor presenti all'interno degli optoisolatori.

ELENCO COMPONENTI

R1 = 150 ohm 1/4 watt
R2 = 10 ohm 1/4 watt
R3 = 47.000 ohm pot. log.
R4 = 330.000 ohm 1/4 watt
R5 = 330.000 ohm 1/4 watt
R6 = 10.000 ohm 1/4 watt
R7 = 270.000 ohm 1/4 watt
R8 = 15.000 ohm 1/4 watt
R9 = 47.000 ohm pot. lin.
R10 = 5.600 ohm 1/4 watt
R11 = 33.000 ohm 1/4 watt
R12 = 1.000 ohm 1/4 watt
R13 = 15.000 ohm 1/4 watt
R14 = 47.000 ohm pot. lin.
R15 = 5.600 ohm 1/4 watt
R16 = 33.000 ohm 1/4 watt
R17 = 10.000 ohm 1/4 watt
R18 = 680 ohm 1/4 watt
R19 = 1.200 ohm 1/4 watt
R20 = 680 ohm 1/4 watt
R21 = 1.200 ohm 1/4 watt
R22 = 560 ohm 1 watt
C1 = 220 mF elettr. 16 volt
C2 = 470 mF elettr. 16 volt
C3 = 100 mF elettr. 16 volt
C4 = 1 mF elettr. 25 volt
C5 = 1 mF elettr. 25 volt
C6 = 100 pF a disco
C7 = 1 mF poliestere
C8 = 47 mF lettr. 16 volt
C9 = 22.000 pF a disco
C10 = 100.000 pF a disco
C11 = 100.000 pF a disco
C12 = mF elettr. 63 volt
C13 = 470.000 pF poliestere 630 volt
DS1 = diodo al silicio 1N.4007
DZ1 = diodo zener 12 volt 1 watt
TR1 = NPN tipo BC.237
TR2 = NPN tipo BC.237
TR3 = NPN tipo BC.238
TR4 = NPN tipo BC.238
TRC1 = TRIAC 400 volt 2 amper
TRC2 = TRIAC 400 volt 2 amper
IC1 = LF.351
OC1 = fotoaccoppiatore TIL.111
OC2 = fotoaccoppiatore TIL.111
RS1 = ponte raddr. 400 volt x amper
T1 = trasf. 220/10 volt, 0,5 amper
S1 = interruttore
LP1 = lampada 220 volt 25 watt
LP2 = lampada 220 volt 25 watt

SINTONIZZATORE VHF
Sig. Pisano Gian Carlo - GENOVA

Vorrei proporre ai lettori di «NUOVA ELETTRONICA» un sintonizzatore VHF, che ritengo dotato di buone caratteristiche. Con esso si potranno ascoltare tutte le interessanti trasmissioni della gamma compresa tra i 60 e i 180 MHz.

Il circuito è un classico ricevitore superreattivo che unisce alla semplicità costruttiva un'ottima sensibilità, indispensabile per l'ascolto delle trasmissioni dei radio-amatori, ponti radio, servizi di emergenza operanti su queste frequenze.

Come vedesi nello schema elettrico, per realizzare questo sintonizzatore sono necessari un transistor, tipo BF.271, ed un fet, tipo BF.256.B.

Il primo transistor viene utilizzato per preamplificare i debolissimi segnali captati dall'antenna, che potrà essere un semplice filo o uno «stilo».

Il segnale preamplificato viene inviato al secondo stadio, costituito dal FT1, tramite un accoppiamento capacitivo (vedi C4 e C5) e uno induttivo (vedi le bobine L1 e L2). Il condensatore C5 serve per innescare la reazione, che potremo controllare e dosare agendo sul potenziometro R7 collegato sul DRAIN del FET.

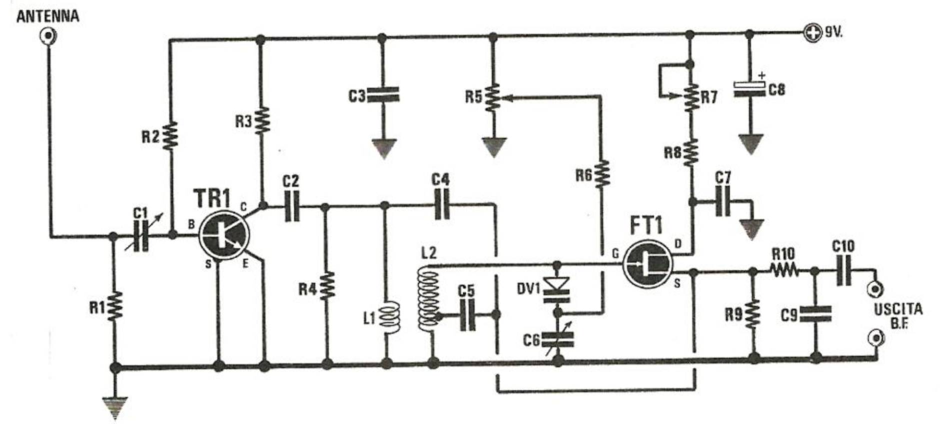
Il potenziometro R5, ci servirà, insieme al compensatore C6, per sintonizzare la gamma che più ci interessa.

Le bobine L1 e L2 dovranno essere avvolte su un supporto plastico (senza nucleo in ferrite) del diametro di 8 millimetri.

La L2 sarà composta da 4 spire di filo di rame argentato da 1 millimetro, effettuando la presa intermedia (vedi C5) a una spira e mezza dal lato di massa.

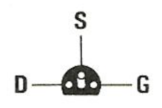
La L1, invece, sarà avvolta sullo stesso supporto della L2, distanziata circa 2 millimetri da essa, utilizzando una sola spira di filo argentato da 1 millimetro di diametro.

Per tarare questo circuito bisognerà innanzitutto collegare un preamplificatore di BF all'USCITA

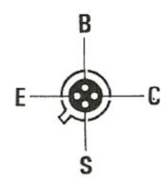


ELENCO COMPONENTI

R1 = 1.000 ohm 1/4 watt
R2 = 100.000 ohm 1/4 watt
R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
R4 = 1.500 ohm 1/4 watt
R5 = 10.000 ohm pot. lin.
R6 = 47.000 ohm 1/4 watt
R7 = 1.000 ohm trimmer
R8 = 47 ohm trimmer
R9 = 3.300 ohm 1/4 watt
R10 = 15.000 ohm 1/4 watt
C1 = 1 - 10 pF compensatore
C2 = 100 pF a disco
C3 = 100.000 pF a disco
C4 = 1 pF a disco
C5 = 10.000 pF a disco
C6 = 10 - 60 pF compensatore
C7 = 2.200 pF a disco
C8 = 47 mF elettr. 16 volt
C9 = 10.000 pF a disco
C10 = 100.000 pF poliestere
DV1 = diodo varicap BB.209
TR1 = NPN tipo BF.271
FT1 = fet tipo BF.256.B
L1 = vedi testo
L2 = vedi testo



BF256B



BF271

di BF, in quanto il segnale rilevato è piuttosto debole.

Fornita la tensione di 9 volt al circuito, dovremo ruotare R7 fino ad ascoltare il caratteristico soffio dei ricevitori superreattivi. Agendo poi su C4 e R5, cercheremo di sintonizzare qualche emittente. Nel caso questo non avvenga, si potrà modificare la distanza tra la L1 e la L2.

In seguito, si dovrà ridurre la reazione ruotando lentamente la R7 fino ad udire distintamente il suono.

Visto il limitato consumo, si potrà alimentare il circuito con una pila a 9 volt.

NOTE REDAZIONALI

Il circuito è alquanto critico. Poichè si lavora in gamma VHF, se non si effettuano collegamenti molto corti (in particolar modo per quanto riguarda L1-L2-C5-DV1-C6), non si riusciranno a raggiungere e superare i 100 MHz.

Se non si innesca la reazione, dovrete provare a invertire i collegamenti della bobina L1, cioè collegare a C2-C4 il filo che prima si collegava a massa e viceversa.

Il fet BF.256/B non facilmente reperibile, può essere sostituito con il fet MPF.102, mentre il transistor BF.271, con un transistor di AF a frequenza di taglio non inferiore ai 400 MHz.

TEMPORIZZATORE PER LUCI AUTO
Sig. D'Aloise Pasqualino - ISERNIA

Ho deciso anch'io di collaborare alla Vs. rubrica «Progetti in Sintonia», con un circuito da me ideato e costruito già in 5 esemplari, tutti perfettamente funzionanti da diversi mesi.

L'idea è scaturita dall'esigenza di disporre di un temporizzatore per le luci interne dell'auto, che oggi equipaggia la maggioranza delle vetture di classe superiore, per prolungare l'accensione della plafoniera interna all'abitacolo di alcuni secondi, così da consentire al guidatore di trovare le chiavi e infilarle agevolmente nel cruscotto.

Una caratteristica che differenzia questo progetto da altri di tipo commerciale, è quella di non restare sempre sotto tensione, ma esclusivamente per il tempo necessario alla temporizzazione.

Il funzionamento del circuito è abbastanza semplice.

Come vedesi nello schema, è presente un relè a 2 vie, una delle quali comanda l'accensione e lo spegnimento della lampada, l'altra, invece, risulta collegata ai pulsanti presenti di serie nelle portiere anteriori dell'auto, che normalmente consentono l'accensione della plafoniera.

Quando si apre la portiera dell'auto, uno dei pulsanti P1 e P2 collega a massa tramite il diodo DS3 il temporizzatore, facendo immediatamente eccitare il relè.

In questa condizione la lampadina resterà accesa indefinitamente, in quanto il diodo DS2 cortocircuita a massa, tramite il pulsante della portiera, il condensatore C1 e mantiene così «bloccato» il temporizzatore.

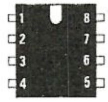
Non appena si chiude la portiera, il relativo pulsante si apre e consente a R1 e R2 di caricare lentamente il condensatore elettrolitico C1.

Fino a quando la tensione presente ai capi di questo condensatore non supererà il valore di circa 9 volt, il relè rimarrà eccitato e, di conseguenza, la lampadina risulterà accesa. Trascorso un tempo variabile su R2 da 3 a 30 secondi, il tempo cioè necessario al condensatore C1 per caricarsi, l'uscita di IC1 si porterà a livello logico 0 e, in tale condizione il relè si disecciterà, spegnendo la lampada.

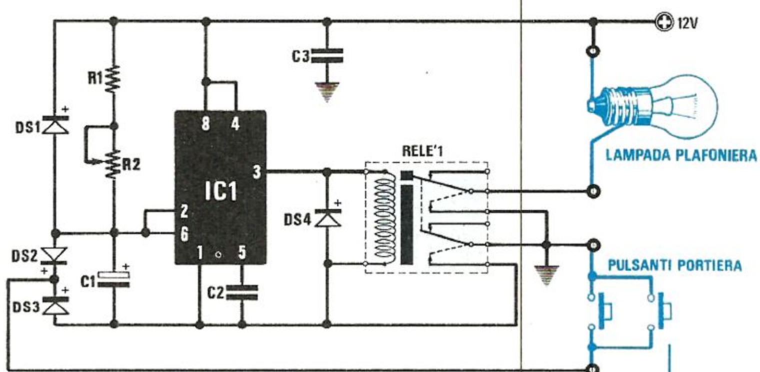
Contemporaneamente, il relè scollegherà da massa il circuito.

ELENCO COMPONENTI

R1 = 120.000 ohm 1/4 watt
R2 = 1 megaohm trimmer
C1 = 33 mF elettr. 16 volt
C2 = 10.000 pF a disco
C3 = 100.000 pF a disco
DS1 = diodo 1N.4148
DS2 = diodo 1N.4007
DS3 = diodo 1N.4007
DS4 = diodo 1N.4148
IC1 = NE.555
RELÈ 12 volt 2 scambi



NE 555



CONTAGIRI PER AUTO A DIODI LED
Sig. Garatti Maurizio — GENOVA

Vorrei proporre ai lettori della Rivista un progetto da me ideato e realizzato che penso sarà particolarmente apprezzato da coloro che, come il sottoscritto, si dilettano a costruire utili accessori per auto.

Si tratta di un contagiri per auto di tipo analogico, che visualizza su una fila di led il regime di giri raggiunto dal motore istante per istante.

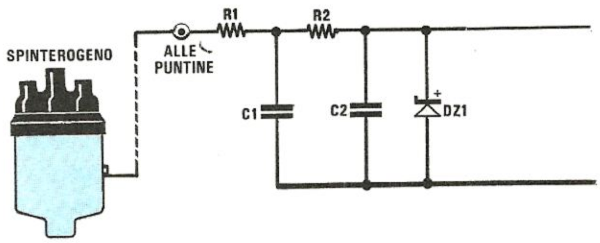
Il principio di funzionamento del circuito è molto semplice, infatti, si tratta di «integrare» gli impulsi provenienti dalle puntine in modo da ottenere una tensione continua di valore proporzionale alla frequenza di chiusura delle puntine stesse e, successivamente, di visualizzare tale valore di tensione su di un voltmetro analogico a diodi led.

Osservando lo schema elettrico, risulterà molto semplice riconoscere nel circuito i vari stadi che compongono questo contagiri infatti, partendo dal collegamento con le puntine, troviamo inizialmente lo stadio di ingresso atto a filtrare ed a limitare la massima ampiezza del segnale (vedi R1 e R2, C1 e C2 ed il diodo zener DZ1) e quindi il segnale così ottenuto giungerà sul piedino 5 di ingresso dell'integrato IC1, un TTL tipo SN.74121, il cui compito è quello di generare, ad ogni impulso applicato al suo ingresso (vedi piedino 5), un impulso in uscita (vedi piedino 1) con forma e durata rigorosamente costanti.

Dopo questo primo stadio di ingresso, troviamo il circuito dell'integratore, costituito dal transistor TR1, dalle resistenze R5, R6, R7 ed R8 e dai condensatori C6, C7 e C8 che, come già ho accennato, servirà per convertire il segnale proveniente dal circuito d'ingresso in una tensione continua proporzionale alla frequenza di chiusura delle puntine.

Per maggiore chiarezza riporto, una tabella in cui è indicato per ogni regime di giri del motore, il corrispondente livello di tensione che si otterrà ai capi del condensatore C8, cioè, all'uscita del circuito integratore sia per un motore a 4 cilindri che per uno a 6 cilindri.

Una volta ottenuta una tensione continua proporzionale al regime dei giri del motore, l'ultima operazione da eseguire sarà quella di visualizzare



tale tensione su di una fila di led e questo è il compito svolto dall'ultimo integrato presente nel circuito, (vedi IC2) un UA.180.

Regolando il trimmer R10, è possibile fissare la massima tensione applicata all'ingresso di IC2 (vedi piedino 17) e, di conseguenza, il massimo regime visualizzato sulla serie di diodi led.

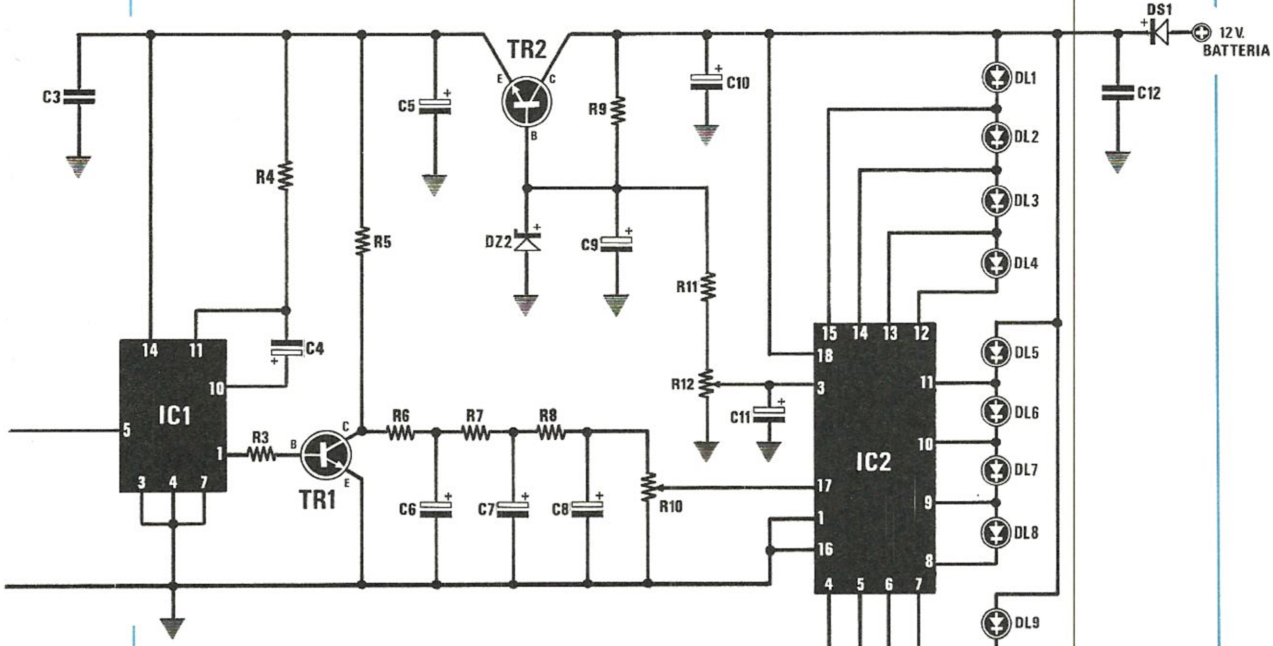
Il trimmer R12 invece, collegato al piedino 3 di IC2, servirà per accendere, applicando sull'ingresso del circuito un qualunque segnale a 50 Hz (che corrisponde a 1.500 giri su un motore a 4 cilindri), il secondo diodo led LD1.

Il transistor TR2 presente nel circuito è un semplice stabilizzatore di tensione, necessario per alimentare a 5 volt l'integrato IC1, che, come ho già detto, è un integrato TTL.

Per effettuare la taratura del circuito non è indispensabile disporre di un'ampia strumentazione, infatti, sarà sufficiente collegare all'ingresso R1 una tensione alternata a 50 Hz, prelevata ad esempio dall'avvolgimento secondario di un trasformatore da 12 volt, quindi regolare R12 fino a far accendere il secodo led DL2, corrispondente a 1.500 giri al minuto per un motore a 4 cilindri.

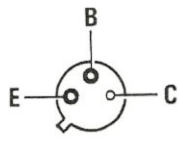
Per regolare poi il fondo-scala a 9.000 giri, come indicato nella tabella soprariportata, è necessario disporre di un semplice oscillatore di BF, ad onda quadra o sinusoidale, o, meglio ancora, di un generatore di funzioni come l'LX.740, dotato di un preciso frequenzimetro digitale.

GIRI/MIN.	TENSIONE	FREQUENZA in Hz
850	0,3	28
1.500	0,6	50
2.250	0,9	75
3.000	1,2	100
3.750	1,5	110
4.500	1,8	150
5.250	2,1	175
6.000	2,4	200
6.750	2,7	220
7.500	3	250
8.250	3,3	270
9.000	3,6	300



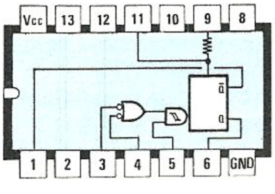
ELENCO COMPONENTI

R1 = 820 ohm 1/4 watt
R2 = 820 ohm 1/4 watt
R3 = 1.000 ohm 1/4 watt
R4 = 3.900 ohm 1/4 watt
R5 = 820 ohm 1/4 watt
R6 = 12.000 ohm 1/4 watt
R7 = 3.900 ohm 1/4 watt
R8 = 3.900 ohm 1/4 watt
R9 = 1.000 ohm 1/4 watt
R10 = 100.000 ohm trimmer
R11 = 47.000 ohm 1/4 watt
R12 = 4.700 ohm trimmer
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 100.000 pF poliestere
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 1 mF elettr. 25 volt
C5 = 22 mF elettr. 25 volt
C6 = 10 mF elettr. 25 volt
C7 = 10 mF elettr. 25 volt



2N1711

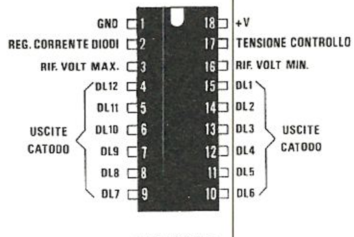
C8 = 10 mF elettr. 25 volt
C9 = 47 mF elettr. 25 volt
C10 = 220 mF elettr. 25 volt
C11 = 10 mF elettr. 25 volt
C12 = 100.000 pF poliestere
DS1 = diodo al silicio 1N. 4007
DZ1 = diodo zener 4,7 volt 1 watt
DZ2 = diodo zener 5,6 volt 1/2 watt
DL1-DL12 = diodi led
TR1 = NPN tipo 2N. 1711
TR2 = NPN tipo BD. 135
IC1 = SN. 74121
IC2 = UAA. 180



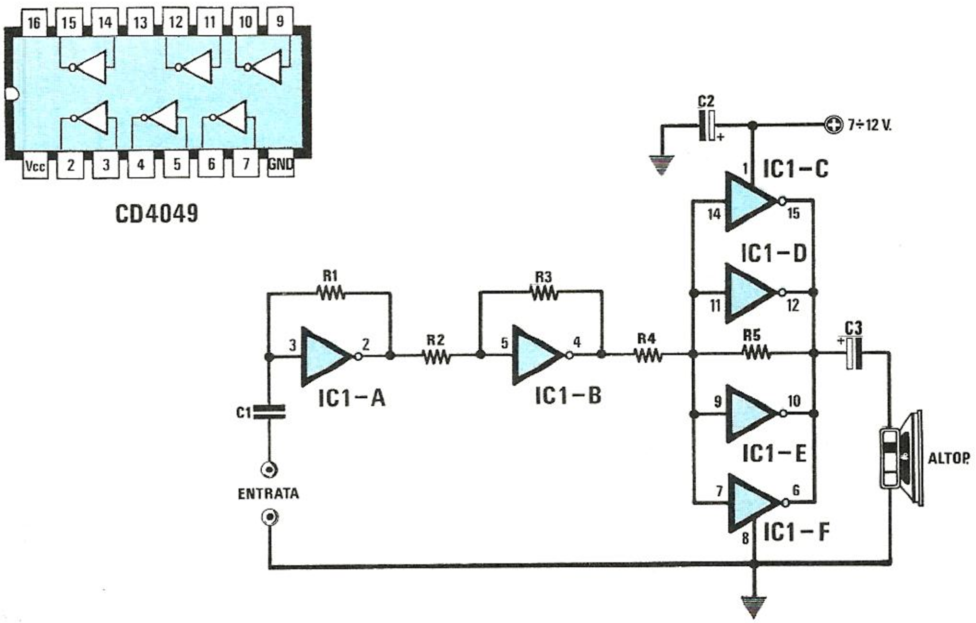
SN74121



BD135



UAA180



ELENCO COMPONENTI

R1 = 2,2 megaohm 1/4 watt	C1 = 150.000 pF poliestere
R2 = 39.000 ohm 1/4 watt	C2 = 100 mF elettr. 16 volt
R3 = 180.000 ohm 1/4 watt	C3 = 100 mF elettr. 16 volt
R4 = 39.000 ohm 1/4 watt	IC1 = CD.4049
R5 = 180.000 ohm 1/4 watt	Altoparlante 8 ohm/0,2 watt

MICROAMPLIFICATORE DI BF CON C/MOS
Sig. Pisano Gian Carlo — CORNIGLIANO (GE)

Vorrei proporre ai lettori della Rivista un circuito decisamente fuori del comune, cioè un microamplificatore di Bassa Frequenza che utilizza un integrato digitale C/MOS.

La massima potenza che si può ottenere con questo amplificatore è abbastanza ridotta (circa 150 milliwatt), comunque considerato il carattere «sperimentale» di questo circuito, ritengo che tale potenza risulti sufficiente per molte applicazioni pratiche, considerando infine che la fedeltà di riproduzione è veramente ottima.

L'integrato da utilizzare è un C/MOS tipo CD.4049, che contiene al suo interno sei porte INVERTER, che utilizzo in questa applicazione «particolare», come «amplificatore» ad elevato guadagno.

Le prime due porte siglate IC1-A e IC1-B vengono sfruttate per amplificare in tensione il segnale di BF, mentre IC1-C, IC1-D, ID1-D e IC1-F, collegati fra loro in parallelo, provvedono ed amplificarlo in corrente. Il condensatore elettronico di disaccoppiamento C3 da 100 microFard, provvederà a trasferire il segnale amplificato sul piccolo altoparlante.

La costruzione dell'amplificatore non presenta particolari difficoltà. Ai meno esperti consiglio di montare l'integrato su un apposito zoccolo e di effettuare saldature, per evitare instabilità. Poichè l'ingresso è ad alta impedenza (rimane pur sempre un integrato C/MOS), per il collegamento alle boccole d'ingresso si dovrà necessariamente utilizzare del cavetto schermato.

L'alimentazione del circuito può variare da un minimo di 7 ad un massimo di 12 volt.

NOTE REDAZIONALI

Il circuito così come è stato proposto dal signor Gian Carlo Pisano funziona regolarmente e data la

semplicità del circuito, la sua realizzazione non comporterà alcuna difficoltà.

Vorremmo anche aggiungere che l'integrato tipo CD.4049 è sicuramente il più adatto a questo tipo di applicazione, in quanto dispone di uno stadio di uscita ad alta corrente, ma è comunque possibile sostituirlo con altri integrati C/MOS, ad esempio con un CD.4069.

In quest'ultimo caso però, considerando la minore corrente che tale integrato è in grado di erogare, la potenza disponibile in uscita risulterà decisamente inferiore anche se il circuito funzionerà ugualmente con la stessa ottima fedeltà di riproduzione. Per tutti coloro che troveranno «strano» che un integrato digitale possa funzionare anche in regime lineare, diremo che «retroazionando» una porta logica C/MOS, cioè inserendo una resistenza di rotazione fra l'uscita e l'ingresso della porta logica, si ottiene effettivamente una amplificazione lineare, sempre se la porta INVERTER non risulta triggerata. Perciò il 4049 e il 4069 non risultando triggerati, si possono tranquillamente usare per tale circuito, mentre il tipo 40106, risultando tratteggiato, non permette di ottenere in uscita segnali lineari.

OSCILLATORE PER QUARZI DA 100 MHZ IN 5ª ARMONICA SENZA BOBINE
Sig. Valente Bruno — VENAFRO (IS)

Ho realizzato un semplice e funzionale oscillatore per quarzi in 5ª armonica , dotato di una caratteristica che lo rende decisamente «originale», perchè, per la sua realizzazione non occorre alcuna bobina.

Come è noto, per costringere un quarzo in 5ª armonica ad oscillare, occorre progettare un apposito circuito LC accordato, in grado di provocare la giusta reazione positiva solo ed esclusivamente sulla frequenza desiderata, altrimenti si ottiene un circuito che oscilla su armoniche diverse o addirittura sulla frequenza fondamentale.

L'integrato che si «incarica» di questo difficile compito è un amplificatore differenziale tipo uA.733, capace di lavorare fino a frequenze massime di circa 200 MHz e normalmente utilizzato come preamplificatore per la banda video.

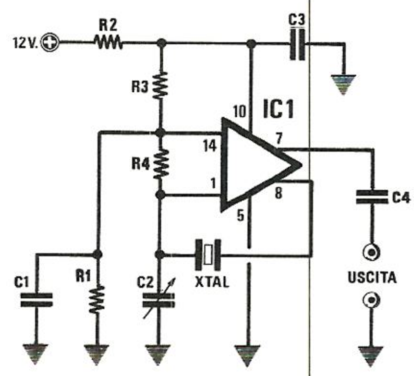
Osservando le caratteristiche di questo integrato, ho notato che la tensione di uscita si trova in fase con quella di ingresso solo per frequenze fino ad un massimo di qualche megahertz, dopo di che l'angolo di fase fra la tensione di uscita e quella di ingresso aumenta fino a portarsi a circa 360° sopra ai 100 MHz.

Sfruttando questa caratteristica dell'integrato, sono riuscito ad ottenere un semplice ma efficiente circuito oscillante per quarzi in 5ª armonica, senza dover utilizzare il solito circuito risonante accordato a L/C.

Per comprendere il funzionamento del circuito, immaginiamo di inserire, al posto del quarzo, una semplice rete R/C costituita da una resistenza in serie e da un condensatore ed analizziamo in tal caso, il comportamento del circuito.

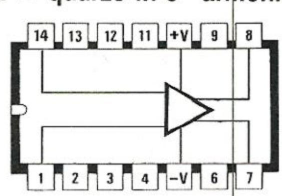
A frequenze basse, cioè al di sotto dei 70-80 MHz, è presente uno sfasamento di circa 180° fra l'uscita e l'ingresso dell'operazionale e perciò la rete R/C, in queste condizioni, si comporta come una rete di controreazione normale e non innescherà certamente auto-oscillazioni.

A frequenze più elevate, cioè al di sopra dei 100 MHz, lo sfasamento diviene prossimo ai 360° e la



ELENCO COMPONENTI

R1 = 470 ohm 1/4 watt
R2 = 22 ohm 1/4 watt
R3 = 470 ohm 1/4 watt
R4 = 100 ohm 1/4 watt
C1 = 1.000 pF a disco
C2 = 4-40 pF compensatore
C3 = 1.000 pF a disco
C4 = 1.000 pF a disco
IC = LM. 733
XTAL = quarzo in 5ª armonica



LM733

rete provocherà quindi una reazione positiva che, come sempre, darà origine ad una oscillazione.

Si ha perciò l'insorgere spontaneo di una autooscillazione a frequenze superiori ai 100 MHz, il cui valore sarà stabilito in base ai valori della resistenza e del condensatore inseriti fra l'uscita e l'ingresso dell'integrato.

Se ora sostituiamo alla rete R/C il nostro quarzo da 100 MHz in 5ª, le cose procederanno in modo analogo e cioè il quarzo sarà portato dal circuito ad oscillare sulla 5ª armonia perchè, oscillazioni a frequenze inferiori verranno automaticamente «smorzate» dal circuito stesso.

In pratica però, le cose non sono proprio così «lineari» e pulite, infatti, bisogna tener conto delle inevitabili capacità parassite sempre presenti fra i morsetti del quarzo ed anche quelle presenti fra i componenti del circuito stesso; queste capacità possono provocare rotazioni di fase ulteriori rispetto a quelle volute.

Per evitare ciò, è sufficiente «compensare» tali capacità parassite inserendo C1 fra l'ingresso dell'operazionale e la massa.

Dal piedino 7 dell'integrato è possibile prelevare la frequenza d'oscillazione per pilotare carichi di circa 1.000 ohm di impedenza.

Avendo alimentato tutto il circuito con una tensione di alimentazione singola a 12 volt, è stato necessario polarizzare il secondo ingresso dell'operazionale a metà tensione con le due resistenze di ugual valore R1 ed R3.

La resistenza R2, inserita sul ramo positivo di alimentazione dell'integrato, a prima vista potrebbe sembrare superflua, ma ha l'importante compito di disaccoppiare questo stadio da eventuali altri che potranno essere collegati alla stessa alimentazione.

Ai meno esperti in circuiti funzionanti in AF, raccomando di effettuare un montaggio molto curato, con collegamenti corti ed un unico punto di massa, diversamente non si otterranno i risultati desiderati.

NOTE REDAZIONALI

Il circuito è sicuramente «originale» e dovrebbe teoricamente funzionare.

Dalle caratteristiche dell'integrato, comunque, si può rilevare che il guadagno dell'operazionale rimane buono fino a frequenze di circa 120 MHz, mentre, salendo oltre, le caratteristiche peggiorano decisamente.

Consigliamo quindi a coloro che volessero sfruttare questa originale idea di progetto, di utilizzare sempre quarzi in 5ª armonica la cui frequenza di oscillazione rimanga compresa fra un minimo di 90 MHz ed un massimo di 120.

CAMPANELLO MUSICALE
Sig. Angelo Scassillo — S.M. La Bruna (NA)

Vorrei proporre per la Rubrica «Progetti in Sintonia» un semplice circuito, facile da realizzare e di sicuro funzionamento.

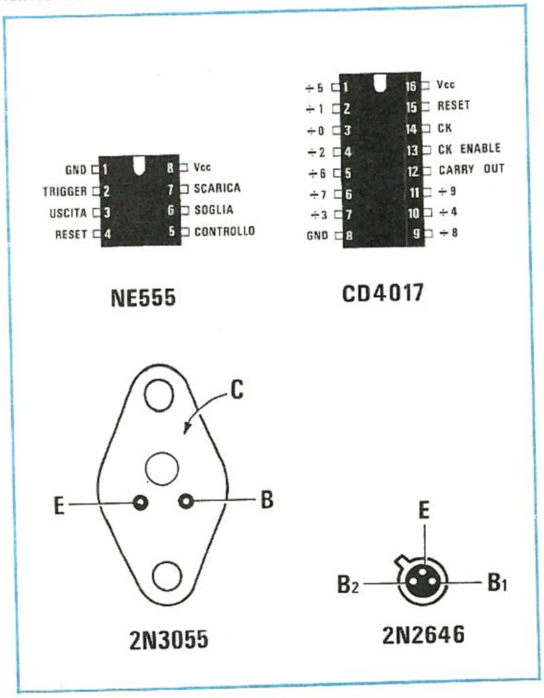
Si tratta di un «campanello musicale» elettronico con il quale potrete sostituire il suono del solito campanello di casa, sempre uguale e monotono, con un breve motivetto musicale da voi stessi composto.

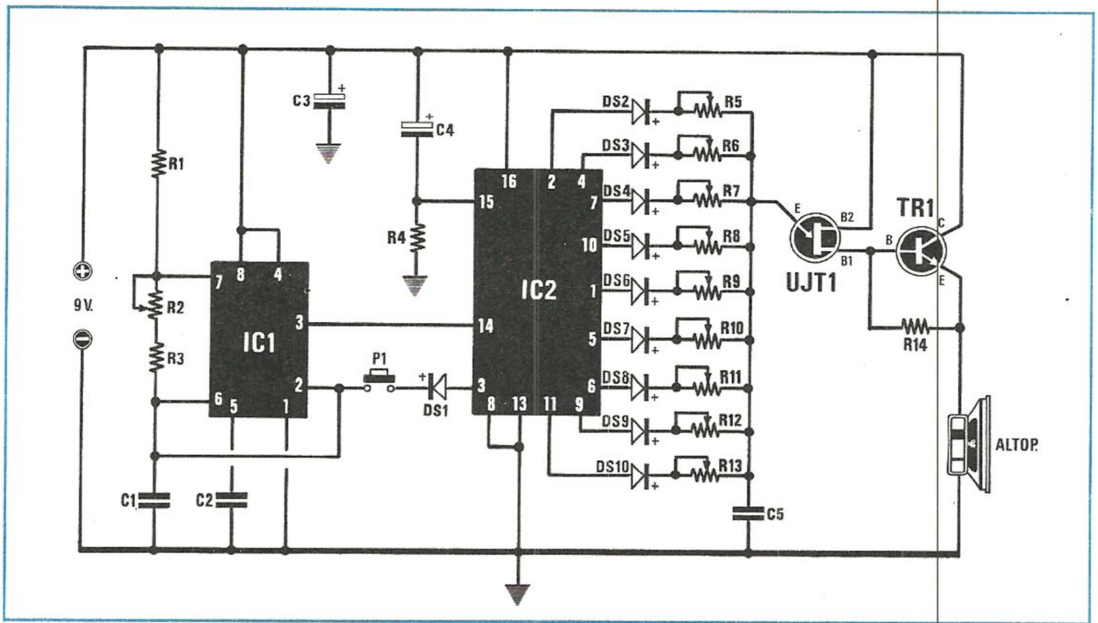
Cercherò di descrivere brevemente lo schema elettrico di questo mio circuito partendo dall'integrato siglato IC1, un NE.555 da me utilizzato come semplice oscillatore ad onda quadra.

Agendo sul trimmer R2, collegato sul piedino 7 di IC1, si potrà modificare la frequenza del segnale di uscita di questo integrato, cioè modificare la «velocità di esecuzione» del motivo musicale.

Il pulsante P1, che tramite il diodo DS1 collega i piedini 2 e 6 di IC1 al piedino 3 di IC2, servirà invece per mantenere «bloccato» questo oscillatore in modo da far partire «l'esecuzione» del brano solo quando qualcuno premerà tale pulsante.

Il secondo integrato presente in tale schema è un contatore decimale C/MOS, tipo CD.4017. Su queste uscite (vedi piedini 2-4-7-10-1-5-6-9) risultano collegati in serie un diodo e un trimmer e poichè queste uscite, fino a quando non pigeremo il pulsante P1, risultano tutte a livello logico 0, il transistor unigiunzione risulterà bloccato e sull'altoparlante di uscita non ascolteremo alcuna nota di BF.





ELENCO COMPONENTI

R1 = 4,7 megaohm 1/4 watt
R2 = 1 megaohm trimmer
R3 = 33.000 ohm 1/4 watt
R4 = 33.000 ohm 1/4 watt
R5 = 100.000 ohm trimmer
R6 = 100.000 ohm trimmer
R7 = 100.000 ohm trimmer
R8 = 100.000 ohm trimmer
R9 = 100.000 ohm trimmer
R1 = 100.000 ohm trimmer
R1 = 100.000 ohm trimmer
R12 = 100.000 ohm trimmer
R13 = 100.000 ohm trimmer
R14 = 2.200 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF poliestere
C2 = 10.000 pF poliestere
C3 = 220 mF elettr. 16 volt
C4 = 10 mF elettr. 16 volt
C5 = 100.000 pF poliestere
DS1-DS10 = diodi al silicio iN. 4148
TR1 = transistor NPN 2N. 3055
UJT1 = transistor unigiunzione 2N. 2646
IC1 = NE. 555
IC2 = CD. 4017
P1 = pulsante normalmente chiuso
Altoparlante 4/8 ohm

Quando qualcuno premerà il pulsante P1, si sbloccherà l'oscillatore IC1 e gli impulsi di clock da questo generati giungeranno sul piedino 14 di ingresso di IC2, che inizierà a conteggiarli.

Il primo impulso porterà a livello logico 1 (presenza di una tensione positiva), il piedino 2 di uscita di IC2, questo, tramite DS2 ed R5, polarizzerà l'emettitore dell'unigiunzione UJT1 che genererà così una nota di BF la cui frequenza sarà stabilita dal valore del condensatore C5 e dal valore ohmmico assunto dal trimmer R5.

La nota generata dall'unigiunzione giungerà infine sulla base del transistor pilota TR1 e da questo direttamente su di un altoparlante da 4 a 8 ohm di impedenza.

Al secondo impulso di clock, il piedino 2 di IC2 tornerà a livello logico 0, mentre si porterà a livello logico 1 il piedino 4 che, tramite DS3 ed R6, giungerà sull'emettitore dell'UJT1 che emetterà una seconda nota di BF.

Al terzo impulso il livello logico 1 passerà sul piedino 7, poi al quarto sul piedino 10, poi sui piedini 1-5-6-9-11, fino ad eseguire tutte le nove note. Sull'ultima nota il circuito si bloccherà fino a quando non si premerà nuovamente il pulsante P1.

Per tarare il circuito è sufficiente ruotare R2 per fissare la velocità di «esecuzione» del motivetto e i trimmer da R5 a R13, che regolano la frequenza delle singole note, fino ad ottenere un motivetto di vostro gradimento.

Per alimentare il circuito occorre utilizzare una tensione di 9 volt, 1 amper.

ALIMENTATORE 4-20 VOLT 3 AMPER CON PROTEZIONE
Sig. Manca Roberto - MONSERRATO (CA)

Vi invio lo schema di un alimentatore regolabile da 4 a 20 volt, dotato di una efficace protezione contro i cortocircuiti, che penso potrà interessare coloro che desiderano costruirsi un alimentatore affidabile ed economico.

Grazie alla presenza di un filtro per Alta Frequenza applicato all'uscita (vedi JAF1-JAF2-C6), il circuito potrà essere utilizzato anche per alimentare trasmettitori CB o FM, senza il minimo rischio di fughe o di auto-oscillazioni dello stadio di potenza.

Il funzionamento del circuito è molto semplice: all'ingresso la tensione alternata di un trasformatore dotato di un secondario a 22 volt, 3 amper, viene raddrizzata da un ponte di diodi e filtrata da un condensatore elettronico da 2.200 microFarad che si caricherà ad una tensione di 30 volt circa.

Tale tensione viene inviata direttamente al TR2, un transistor darlington di potenza tipo BDX.53, a cui risulta collegato il TR1, che consente di regolare la tensione di uscita, ruotando R9, da un minimo di 4 volt ad un massimo di 20 volt circa.

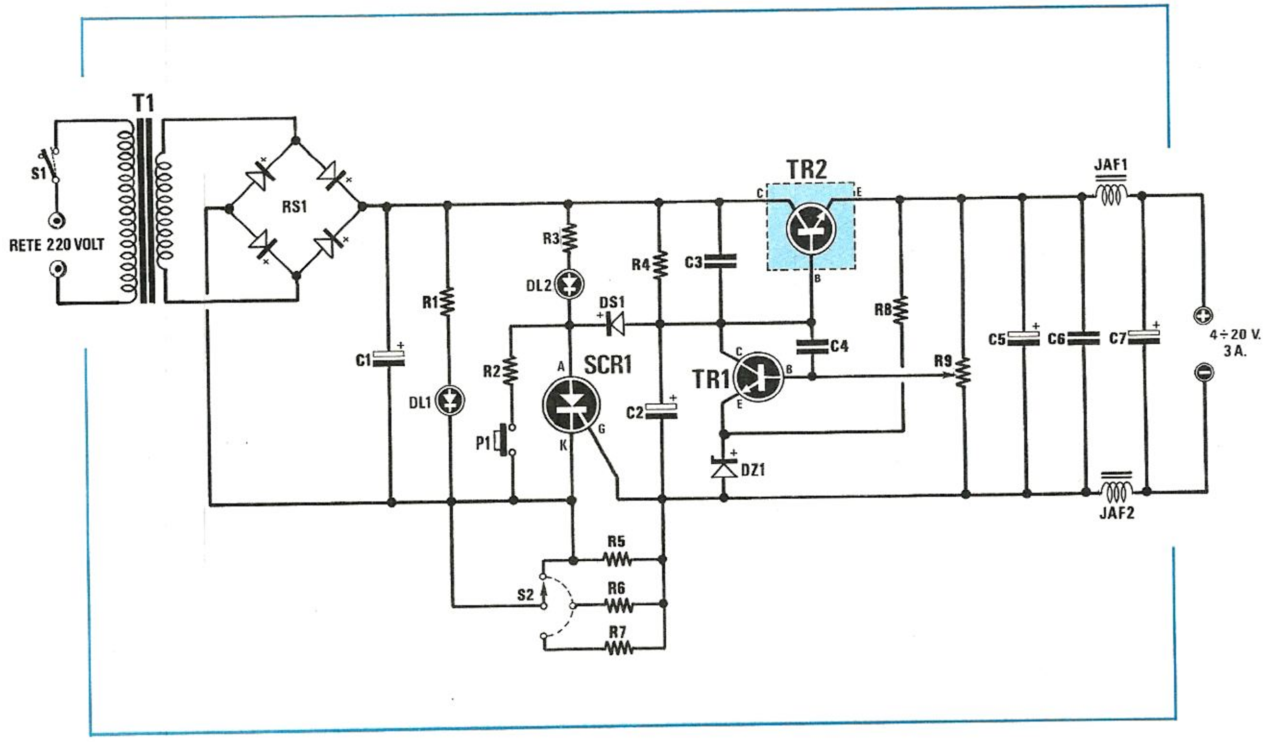
La minima tensione di riferimento viene «fissata» dal diodo zener DZ1 da 3,9 volt.

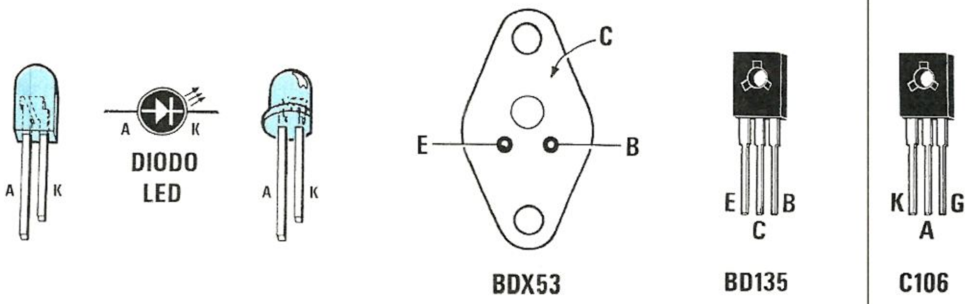
Prelevando in uscita basse tensioni, il darlington sarà costretto a dissipare una notevole potenza sotto forma di calore, pertanto dovrà essere necessariamente fissato su una aletta di raffreddamento di adeguate dimensioni. Il condensatore C3 utilizzato per prevenire auto-oscillazioni, dovrà essere collegato direttamente ai terminali E-B del TR2.

La protezione in corrente del circuito si ottiene grazie al diodo SCR1, che bloccherà l'erogazione di corrente non appena in uscita l'assorbimento avrà superato il valore prefissato sul commutatore S2. Infatti, ogniqualvolta sarà presente una differenza di potenziale pari a **0,6 volt** tra il catodo (K) e il gate (G) dell'SCR, questa lo porterà immediatamente in conduzione, impedendogli così di condurre.

Posizionando S2 su R5 la protezione interverrà a 1,5 amper, mentre ruotando S2 su R7, quest'ultima interverrà con un assorbimento superiore a 3 amper.

L'intervento della protezione sarà immediatamente indicato dal diodo led DL2. Per ripristinare la tensione di alimentazione, una volta eliminato il corto-circuito sull'uscita, dovremo semplicemente pigiare il pulsante P1.





ELENCO COMPONENTI

R1 = 2.200 ohm 1/4 watt
R2 = 100 ohm 1/4 watt
R3 = 2.200 ohm 1/4 watt
R4 = 4.700 ohm 1/4 watt
R5 = 1 ohm 3 watt
R6 = 1 ohm 3 watt
R7 = 0,25 ohm 3 watt
R8 = 820 ohm 1 watt
R9 = 3.300 ohm pot. lin.
C1 = 2.200 mF elettr. 50 volt
C2 = 100 mF elettr. 35 volt
C3 = 150 pF a disco
C4 = 1.000 pF a disco
C5 = 220 mF elettr. 35 volt
C6 = 100.000 pF poliestere
C7 = 47 mF elettr. 35 volt
JAF1 = impedenza VK. 200
JAF2 = impedenza VK. 200
DS1 = diodo 1N.4002
DZ1 = zener 3,9 volt 1 watt
DL1 = diodo led verde
DL2 = diodo led rosso
TR1 = NPN tipo BD. 135
TR2 = NPN tipo BDX. 53
SCR1 = SCR tipo C.106 o altri tipi
RS1 = ponte raddr. 50 volt 5 amper
T1 = trasf. 220/22 volt 3 amper
P1 = pulsante
S1 = interruttore

NOTE REDAZIONALI

Vi sono due particolari che dobbiamo sottolineare e che probabilmente sono sfuggiti all'attenzione del nostro lettore, cioè se si ruota il potenziometro R9 verso massa, in modo da ottenere in uscita la massima tensione, questa non risulterà più «stabilizzata».

Infatti, risultando la base di TR1 cortocircuitata direttamente a massa, il transistor risulterà sempre interdetto; quindi venendo a mancare la retroazione, il circuito non potrà più controllare la stabilità della tensione di uscita.

Per eliminare questo inconveniente, è sufficiente applicare in serie al potenziometro R9 (verso massa), una resistenza da 1.000 ohm in modo da impedire che la base di TR1 vada a collegarsi direttamente a massa.

Questa modifica ovviamente limiterà la massima escursione della tensione di uscita, ma presenta il vantaggio di avere una tensione sempre perfettamente stabilizzata.

Il secondo particolare riguarda invece la soglia della protezione di corrente, calcolata prendendo come riferimento gli 0,6 volt di innesco del Gate dell'SCR.

Tale livello di tensione non è del tutto affidabile, in quanto la specifica di innesco per un SCR viene sempre definita «in corrente» (ad esempio una corrente di Gate per l'innesco di 5 milliamper o di 20 milliamper, ecc.). In pratica la protezione in corrente varierà in funzione della «stabilità» del gate dell'SCR utilizzato. Se utilizzate SCR poco sensibili, la protezione potrà intervenire su valori diversi, ad esempio su 1 amper, 1,2 amper o 0,9 amper. In tutti questi casi sarà sufficiente ricercare per R5-R6-R7 un valore ohmmico che si adatti alla sensibilità dell'SCR prescelto.

MIXER A 3 INGRESSI
Sig. Brugnoli Michele- STOCCHETTA (BS)

Sono un giovane studente di un Istituto di specializzazione elettronica, da cinque anni seguo la Vs. Rivista che ammiro per la serietà e la professionalità dei progetti che presenta e per la chiarezza di esposizione con cui ne descrive il funzionamento.

Dopo aver letto i due ampi servizi apparsi sui numeri 78 e 79 della Rivista, dedicati agli amplificatori operazionali, ho pensato di realizzare un piccolo mixer a tre ingressi, che ho collegato all'ingresso dell'amplificatore LX.191, pubblicato sul numero 54.

Lo schema di questo mixer può essere suddiviso in due blocchi: il primo di essi è uno stadio preamplificatore-sommatore (vedi IC1-A), mentre il secondo è un semplice controllo di toni a due vie (vedi IC1-B).

Sui tre ingressi siglati con «ENTRATA», potremo applicare un segnale già preamplificato proveniente da piastre di registrazione, strumenti musicali o altre apparecchiature e, tramite i tre potenziometri R1, R2 ed R3, giungeranno al mixer IC1-A.

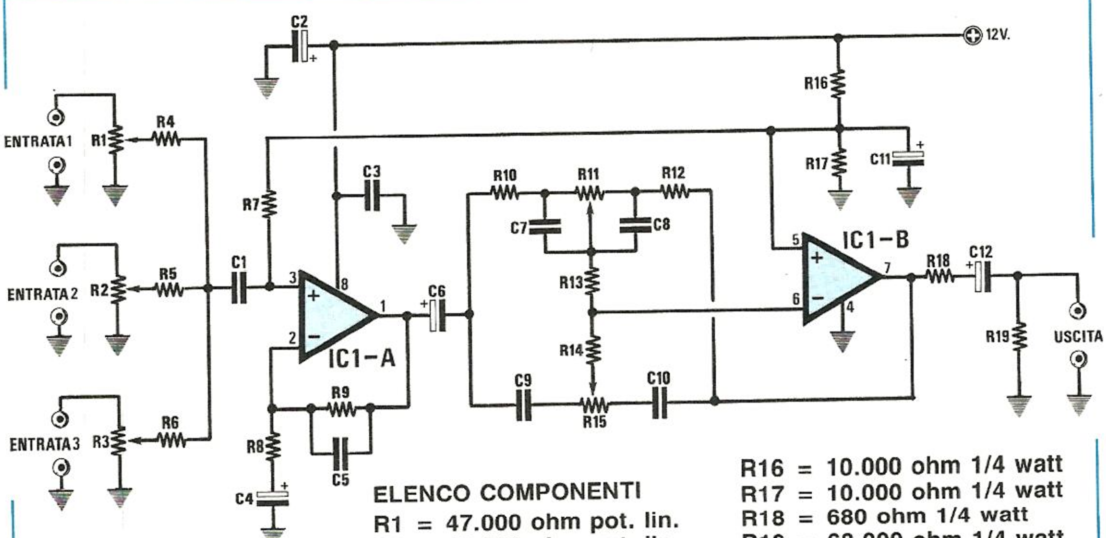
(Nota: per i potenziometri R1, R2 e R3 che regolano il livello del segnale, consiglierei quelli del tipo «slider» (a slitta), in quanto risultano molto più comodi dei normali potenziometri rotativi).

IC1-A provvederà a sommare il segnale proveniente dalle tre entrate, e ad preamplificarlo di circa 10 volte in uscita, per compensare l'attenuazione introdotta dal secondo stadio della regolazione dei toni.

Regolando il potenziometro R11 potremo esaltare o attenuare di +/-12 dB i toni bassi, mentre regolando il potenziometro R15, potremo esaltare o attenuare della stessa quantità i toni acuti.

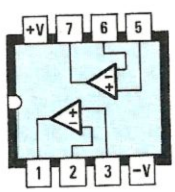
Il segnale disponibile all'uscita del circuito è a media impedenza (800 ohm circa) e può essere inviato a qualunque amplificatore di potenza.

Per alimentare il circuito occorre utilizzare una tensione di 12 volt.



ELENCO COMPONENTI

R1 = 47.000 ohm pot. lin.
R2 = 47.000 ohm pot. lin.
R3 = 47.000 ohm pot. lin.
R4 = 150.000 ohm 1/4 watt
R5 = 150.000 ohm 1/4 watt
R6 = 150.000 ohm 1/4 watt
R7 = 330.000 ohm 1/4 watt
R8 = 100.000 ohm 1/4 watt
R9 = 100.000 ohm 1/4 watt
R10 = 10.000 ohm 1/4 watt
R11 = 100.000 ohm pot. lin.
R12 = 10.000 ohm 1/4 watt
R13 = 10.000 ohm 1/4 watt
R14 = 2.700 ohm 1/4 watt
R15 = 100.000 ohm pot. lin.
R16 = 10.000 ohm 1/4 watt
R17 = 10.000 ohm 1/4 watt
R18 = 680 ohm 1/4 watt
R19 = 68.000 ohm 1/4 watt
C1 = 220.000 pF poliestere
C2 = 100 mF elettr. 16 volt
C3 = 100.000 pF poliestere
C4 = 1 mF elettr. 25 volt
C5 = 150 pF a disco
C6 = 10 mF elettr. 25 volt
C7 = 22.000 pF poliestere
C8 = 22.000 pF poliestere
C9 = 4.700 pF poliestere
C10 = 4.700 pF poliestere
C11 = 10 mF elettr. 25 volt
C12 = 10 mF elettr. 25 volt
IC1 = TLO.82



TL082